N. NERI - I1 NE

RADIOTECNICA per RADIOAMATORI

con elementi di elettrotecnica e di radiocomunicazioni

ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

RADIOTECNICA
per
RADIOAMATORI

N. NERI - I1 NE

RADIOTECNICA
per
RADIOAMATORI

con elementi di elettrotecnica e di radiocomunicazioni

ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA
20124 Milano - Via Domenico Scarlatti 31

PROPRIETÀ LETTERARIA RISERVATA

LA LITOTIPO - MILANO - VIA PAOLO SARPI, 42 - TEL. 34.74.27

PREFAZIONE

Questo volume è stato stampato per ovviare alla mancanza di un testo che tratti, possibilmente in modo piano e completo, la materia compresa nel programma d'esame per il conseguimento della patente di radiooperatore; la conferma di questa esigenza è venuta dal rapido esaurimento delle due precedenti edizioni in ciclostile ed a tiratura limitata.

Oltre alla parte squisitamente tecnica, sono qui inseriti i regolamenti nazionali ed internazionali, nonchè notizie varie di utilità generale, ciò nell'intento di fornire un quadro abbastanza completo a chi si accinge ad intraprendere l'attività di radioamatore.

Come previsto, questo compito si è dimostrato impresa piuttosto gravosa, e ne saranno senz'altro conseguiti squilibri ed imperfezioni, che gradirei molto mi fossero segnalati, assieme a consigli ed indicazioni per eventuali, futuri aggiornamenti.

Un grazie di cuore all'Ing. Bruno Trevisan — I1TAB — per la paziente e preziosissima assistenza prestata al lavoro di revisione e rifacimento della prima edizione, lavoro sul quale è basata la presente.

Faenza, maggio 1968

Nerio Neri - I1 NE

INDICE

pag. V - Prefazione
pag. XI - Chi sono i Radioamatori?
pag. XIII - Codice del Radioamatore
pag. XV - Cos'è il radiantismo?
pag. XVI - Simboli radioelettrici

ELETTROLOGIA ED ELETTROTECNICA

Preliminari

pag. 1 - **CENNI DI FISICA ATOMICA.**

Correnti continue

pag. 2 - **CORRENTI ELETTRICHE:** Definizioni ed unità di misura - Cause che generano le correnti elettriche - Effetti della corrente elettrica.
pag. 4 - **GENERATORI DI F.E.M.:** Generatori chimici di corrente continua.
pag. 6 - **RESISTENZA:** Comportamento termico dei conduttori ed effetto Joule - Applicazioni - Collegamenti di resistenze in serie ed in parallelo - Esempio di combinazioni.
pag. 8 - **LEGGE DI OHM.**
pag. 9 - **ENERGIA E POTENZA:** Potenza erogata e potenza dissipata - Rendimento.

Correnti alternate

pag. 11 - **LA CORRENTE ALTERNATA:** Frequenza - Ampiezza - Fase - Correnti alternate non sinusoidali.
pag. 14 - **ONDE ELETTROMAGNETICHE.**
pag. 15 - **ONDE ACUSTICHE.**
pag. 16 - **PANORAMA DELLE FREQUENZE.**

Elettrostatica

pag. 17 - **CAPACITA':** Polarizzazione e capacità dielettrica - Reattanza capacitiva - Combinazioni di condensatori - Andamento tensione-corrente - Esempio di calcolo di capacità.

Elettromagnetismo

pag. 22 - **CAMPO MAGNETICO:** Intensità del campo magnetico - Circuiti magnetici e relativi parametri - Permeabilità - Induzione elettromagnetica - Mutua induzione - Autoinduzione.
pag. 28 - **INDUTTANZA:** Reattanza induttiva - Combinazione di induttanze - Relazioni di fase fra I e V in una induttanza.
pag. 31 - **IMPEDENZA E LEGGE DI OHM IN C.A.:** Esempio di applicazione - Effetto Pelle.
pag. 33 - **POTENZE:** Esempio di calcolo di cos φ.
pag. 34 - **PERDITE E CIRCUITI EQUIVALENTI.**
pag. 35 - **COSTANTE DI TEMPO:** Circuito R C - Circuito R L.
pag. 37 - **TRASFORMATORI:** Rapporto di trasformazione - Autotrasformatore - Cenno sui materiali magnetici.
pag. 40 - **STRUMENTI DI MISURA:** Strumenti elettromagnetici - Amperometri e voltmetri - Ohmetri ed altre misure - Amperometri a termocoppia - wattmetri.

RADIOTECNICA

Circuiti risonanti

pag. 44 - **CIRCUITI RISONANTI SEMPLICI:** Risonanza serie - Risonanza parallelo - Fattore di risonanza - Coefficiente di risonanza o Q - Q dei componenti e dei circuiti - Rapporto L/C - Circuiti risonanti a costanti distribuite - Effetto volano dei circuiti risonanti.

pag. 51 - **CIRCUITI RISONANTI ACCOPPIATI:** Coefficiente di accoppiamento - Vari tipi di accoppiamento - Filtri elettrici - Schermatura e massa.

Tubi elettronici

pag. 58 - **EMISSIONE TERMIONICA.**

pag. 59 - **VARI TIPI DI FILAMENTO:** Filamento in tungsteno puro - Filamento in tungsteno toriato - Filamento a strato di ossidi.

pag. 60 - **IL DIODO.**

pag. 61 - **IL CATODO.**

pag. 62 - **IL TRIODO:** Parametri del triodo - Il triodo come amplificatore - Famiglie caratteristiche del triodo - Capacità interlettrodiche.

pag. 70 - **IL TETRODO:** Emissione secondaria.

pag. 71 - **IL PENTODO.**

pag. 72 - **IL TETRODO A FASCIO.**

pag. 72 - **TUBI PLURIGRIGLIA.**

pag. 72 - **TUBI A PENDENZA VARIABILE.**

pag. 73 - **CONSIDERAZIONI SUI TUBI ELETTRONICI:** Parametri dei tetrodi e dei pentodi - Effetti della corrente di griglia controllo - Dissipazione anodica.

pag. 74 - **CLASSI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI:** Classe A - Classe B - Classe AB - Classe C.

pag. 77 - **TUBI IN CONTROFASE.**

pag. 79 - **CONSIDERAZIONI SUGLI AMPLIFICATORI:** Amplificatori per basse frequenze - Amplificatori per radiofrequenze - Armoniche - Neutralizzazione.

pag. 81 - **TIPI DI AMPLIFICATORI:** Catodo a massa - Griglia a massa - Placca a massa, od inseguitore catodico - Impieghi caratteristici.

pag. 82 - **POLARIZZAZIONE DI GRIGLIA.**

Impieghi tipici dei tubi

pag. 84 - **OSCILLATORI:** Piezoelettricità ed oscillatori a quarzo - Oscillatori « overtone ».

pag. 88 - **MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA.**

pag. 89 - **CONVERTITORI DI FREQUENZA.**

Modulazione

pag. 91 - **TIPI DI MODULAZIONE.**

pag. 92 - **BANDE LATERALI.**

pag. 93 - **PROFONDITA' DI MODULAZIONE:** Modulazione sul catodo - Modulazione sulla griglia-controllo - Modulazione sulla griglia-schermo - Modulazione sulla griglia di soppressione - Modulazione sulla placca - Amplificatore in classe B a R.F.

pag. 97 - **CONSIDERAZIONI FINALI.**

Demodulazione (o rivelazione)

pag. 98 - **RIVELATORE A DIODO.**

pag. 99 - **ALTRI SISTEMI DI DEMODULAZIONE:** Rivelazione in griglia - Rivelazione in placca.

Alimentazione e riproduzione

pag. 100 - **ALIMENTATORI:** Raddrizzatori a vapori di mercurio.

pag. 102 - **TRASDUTTORI:** Microfoni - Trasduttori elettroacustici.

pag. 104 - **IL DECIBEL.**

RADIOCOMUNICAZIONI

Apparati e sistemi

pag. 106 - **TRASMETTITORI:** Problemi connessi.

pag. 107 - **RICEVITORI:** Rivelatori rigenerativi - La supereterodina - Circuiti complementari - Problemi nei ricevitori.

pag. 113 - **APPARATI PER RADIOTELEGRAFIA:** Il trasmettitore - Il ricevitore.

pag. 116 - **APPARATI PER RADIOTELEFONIA:** Il trasmettitore - Il ricevitore.

pag. 117 - **APPARECCHIATURE PER BANDA LATERALE UNICA.**

pag. 117 - **CIRCUITI PER LA TRASMISSIONE S.S.B.:** Modulatore bilanciato - Filtri elimina - banda - Schema a blocchi di un trasmettitore per S.S.B. (a filtro) - Trasmettitore S.S.B. a sfasamento.

pag. 122 - **CIRCUITI PER LA RICEZIONE DELLA S.S.B.:** Rivelatore a prodotto - Schema a blocchi di ricevitore per S.S.B.

Antenne

pag. 124 - **GENERALITA'.**

pag. 126 - **RESISTENZA D'IRRADIAZIONE** - Piano di terra.

pag. 127 - **DIREZIONALITA'** - Angolo verticale d'irradiazione.

pag. 129 - **LINEE DI TRASMISSIONE.**

pag. 130 - **TIPI CONVENZIONALI DI ANTENNE:** Antenne multibanda.

pag. 132 - **DISPOSITIVI ELEMENTARI DI MISURA:** Ondametro - Fili di Lecher.

pag. 133 - **PROPAGAZIONE DELLE RADIONDE:** Onde lunghe - Onde medie - Onde corte - Onde metriche - Evanescenza - Zona di silenzio.

Semiconduttori

pag. 136 - **GENERALITA'.**

pag. 137 - **BANDE DI ENERGIA.**

pag. 138 - **IMPURITA'.**

pag. 139 - **GIUNZIONE P N**

pag. 141 - **GIUNZIONE DOPPIA.**

pag. 142 - **TECNICHE DI COSTRUZIONE E TIPI DI TRANSISTORI:** Accrescimento e lega - Diffusione - Tecnica epitassiale - Tecnica planare.

pag. 143 - **PRINCIPALI PARAMETRI DEI TRANSISTORI.**

pag. 144 - **CURVE CARATTERISTICHE.**

pag. 144 - **POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTORI.**

pag. 147 - **CLASSI DI FUNZIONAMENTO DEI TRANSISTORI.**

pag. 147 - **TIPI DI AMPLIFICATORI:** Emettitore comune - Collettore comune.

pag. 148 - **CARATTERISTICHE D'IMPIEGO DEI TRANSISTORI:** Transistori ad effetto di campo (F.E.T.) - Polarizzazione dei F.E.T.

pag. 150 - **I MOS-FET:** Caratteristiche di comportamento dei FET.

pag. 151 - **DIODI A GIUNZIONE:** Rivelatori per A.M. - Modulatore ad anello - Raddrizzatori per alimentazione in C.C. - Varactor - Varicap - Diodi Zener.

LA REGOLAMENTAZIONE RADIANTISTICA

pag. 154 - **NORME PER LA CONCESSIONE:** Stazione di radioamatore - Patente di operatore di stazione di radioamatore - Esami - Concessione per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore - Rilascio della concessione - Concessioni speciali - Canoni di esercizio e tassa di concessione governativa - Nominativo - Norme tecniche - Norme di esercizio - Collaborazione dei radioamatori ad operazioni di soccorso - Sanzioni amministrative - Validità della concessione e rinnovi - Sospensione dell'attività dei radioamatori ed autorizzazione allo svolgimento di collegamenti speciali - Sospensione decadenza, revoca della concessione - Controllo sulle stazioni - Duplicazione - Disposizioni transitorie e finali - Programma della prova teorica.

IL REGOLAMENTO INTERNAZIONALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

pag. 162 - **DEFINIZIONI**
pag. 163 - **DESIGNAZIONE DELLE EMISSIONI:** Classi - Larghezza di banda - Nomenclatura.
pag. 165 - **FREQUENZE.**
pag. 166 - **RIPARTIZIONE DELLE BANDE DI FREQUENZA:** Regioni e Zone - Bande assegnate ai radioamatori.
pag. 168 - **CARATTERISTICHE TECNICHE.**
pag. 168 - **CONTROLLO INTERNAZIONALE DELLE EMISSIONI.**
pag. 169 - **DISTURBI E PROVE:** Disturbi generali - Disturbi industriali - Casi speciali di disturbo - Prove.
pag. 170 - **PROCEDURA CONTRO I DISTURBI.**
pag. 171 - **RAPPORTI SULLE INFRAZIONI.**
pag. 172 - **SEGRETO.**
pag. 172 - **LICENZE.**
pag. 173 - **IDENTIFICAZIONE DELLE STAZIONI:** Disposizioni generali - Attribuzione della serie internazionale ed assegnazione degli indicativi di chiamata.
pag. 174 - **TABELLA DI ATTRIBUZIONE DEI NOMINATIVI.**
pag. 176 - **STAZIONI D'AMATORE.**
pag. 177 - **ABBREVIAZIONI E SEGNALI:** Codice Q - Abbreviazioni utilizzabili.

Notizie varie

pag. 181 - **INSTALLAZIONE ANTENNE.**
pag. 181 - **RADIOTELEFONI DI PICCOLA POTENZA.**
pag. 181 - **ALFABETO FONETICO.**
pag. 182 - **COME OTTENERE LA PATENTE.**
pag. 183 - **COME OTTENERE LA LICENZA.**
pag. 184 - **SCALA R S T.**
pag. 184 - **CODICE MORSE.**

Chi sono i Radioamatori?

In un tempo non molto lontano la fantasia popolare immaginava il radioamatore come una via di mezzo tra una spia e uno scienziato pazzo, un po' James Bond e un po' Dottor Frankenstein.

Fortunatamente la notevole diffusione del « radiantismo » anche in Italia e le numerose vicende a cui i radioamatori hanno preso parte hanno dissipato un po' quest'alone di leggenda e di sospetto.

Per capire i radioamatori bisogna risalire rapidamente la loro storia, che è poi la storia della radio.

I radioamatori sono nati con la radio.

Marconi stesso era un dilettante quando ottenne i primi successi sulle colline di Pontecchio.

Per decenni i radioamatori si sono affiancati ai professionisti della radio, precedendoli molte volte sulla strada del progresso.

Ora che la ricerca elettronica assorbe annualmente miliardi di dollari i radioamatori hanno poca speranza di fare scoperte sensazionali.

Tuttavia molte cose possono e vogliono ancora scoprire i radioamatori.

— Possono scoprire, anche se dispongono di mezzi e conoscenze limitate, molte cose nuove nel campo della tecnica.

Più una scienza si sviluppa più è grande il numero delle cose ancora da scoprire.

— Vogliono scoprire l'amicizia fra i popoli e la solidarietà fra gli uomini. Collaborano perciò in tutte le occasioni in cui sia utile la loro opera disinteressata, come è avvenuto anche nelle recenti alluvioni. Ma soprattutto intrecciano al di sopra delle frontiere una rete di relazioni amichevoli, senza badare alle differenze di razza, di colore, di ideologia.

— Infine vogliono e possono scoprire se stessi: scoprire cioè la propria vocazione, la propria passione per la radio, che potrà diventare domani una professione oltre che un diletto.

È riconosciuto da tutti che i migliori radiotecnici e i migliori radiooperatori provengono dalla schiera dei radioamatori: sono quei matti che dopo 44 ore settimanali di lavoro, passano le serate e i giorni festivi a « giuocare con la radio », facendo disperare le rispettive mogli o fidanzate.

prof. ing. Gianfranco Sinigaglia - I1 BBE

Il Codice del Radioamatore

1° - IL RADIOAMATORE È UN GENTILUOMO:
non trasmette appagando il proprio piacere quando sa di nuocere al piacere altrui

2° - IL RADIOAMATORE È LEALE:
verso le leggi e regolamenti nazionali ed internazionali e verso la propria associazione

3° - IL RADIOAMATORE È PROGRESSISTA:
segue il progresso della tecnica; apporta continuamente migliorie ai propri impianti; si sforza di adoperare la sua stazione con la miglior correttezza possibile

4° - IL RADIOAMATORE È CORTESE:
trasmette, se richiesto, lentamente; dà consigli e notizie ai principianti; non usa mai un tono cattedratico

5° - IL RADIOAMATORE È EQUILIBRATO:
la radio è il suo svago ma non tralascia per essa nessuno dei suoi doveri verso la famiglia, il lavoro, la scuola, la comunità

6° - IL RADIOAMATORE È ALTRUISTA:
la sua stazione e le sue conoscenze tecniche e professionali sono sempre a disposizione dei suoi simili, del suo paese e del mondo.

Cos'è il Radiantismo?

È un hobby scientifico basato su radiocomunicazioni personali a mezzo delle onde corte, codificato da accordi internazionali e praticato da centinaia di migliaia di appassionati nel mondo intero.

Nel nostro paese il loro numero è di qualche migliaio, circa 3500 (nel 1968), in possesso di licenza rilasciata dal Ministero delle Poste e Telecomunicazioni previo un esame di accertamento della conoscenza della radiotecnica, della telegrafia e delle regolamentazioni radiantistiche.

I radioamatori sono interessati all'autoaddestramento, alle ricerche tecniche e ad altre attività nel pubblico interesse come quella di stabilire collegamenti di emergenza in caso di calamità o disastri per eventi naturali.

Ai radioamatori furono assegnati, anni fa, lunghezze d'onda ritenute senza alcun interesse per le radiocomunicazioni.

Essi però stupirono il mondo intero quando scoprirono le grandi possibilità delle onde corte nel campo dei collegamenti a grande distanza, favorendo in modo determinante lo sviluppo dell'industria della radio.

Oggi le lunghezze d'onda scoperte dai radioamatori sono quasi tutte utilizzate dai diversi servizi di radiocomunicazione e radiodiffusione. Recentemente i radioamatori svilupparono e valorizzarono un nuovo metodo di comunicazione a « banda laterale unica » con il risultato che questo efficiente e rivoluzionario sistema è stato adottato nei modernissimi apparati ricetrasmittenti.

Oggi radioamatori d'avanguardia effettuano collegamenti tra loro facendo rimbalzare sulla luna i segnali emessi dalle proprie apparecchiature e si servono, per i propri esperimenti, di satelliti artificiali da essi stessi costruiti.

* * *

L'Associazione Radiotecnica Italiana è un « Ente Morale » che ha per scopo lo sviluppo dell'interesse per i collegamenti tra radioamatori e per gli esperimenti relativi, lo sviluppo della tecnologia della radio e della conoscenza dei suoi fenomeni anche come mezzo per migliorare il livello culturale del Paese.

L'Associazione Radiotecnica Italiana rappresenta in campo nazionale ed internazionale i radioamatori italiani ed è organo di collegamento fra i propri soci e la pubblica amministrazione, in particolare per ciò che concerne la disciplina dell'attività radiantistica.

Sergio Pesce - I1 ZCT

SIMBOLI RADIOELETTRICI

Resistenza fissa

Resistenza variabile (Potenziometro)

Condensatore fisso

Condensatore variabile

Induttore (in aria)

Induttore (con nucleo regolabile)

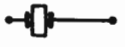
Induttore (su nucleo magnetico)

Generatore di f.e.m. continua (batteria)

Generatore di f.e.m. alternata

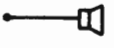
Massa

Tubo a vuoto


Quarzo piezoelettrico

Diodo semiconduttore

Transistore


Altoparlante

Cuffia

Microfono

Tasto

Alcune lettere dell'alfabeto greco (comunemente usate)

α = alfa
β = beta
γ = gamma
δ = delta (minuscolo)
Δ = delta (maiuscolo)
φ = fi
ρ = ro
ω = omega

Elettrologia ed elettrotecnica

Preliminari

CENNI DI FISICA ATOMICA

Per comprendere a fondo i fenomeni elettrici, che sono poi alla base della Radiotecnica, è opportuno esaminare prima di tutto l'atomo e le particelle che lo compongono.

Sappiamo infatti che l'atomo, l'ultimo e il più piccolo costituente di ogni elemento che ne conservi le proprietà intrinseche, non è un'entità compatta e indivisibile, come l'origine della parola vorrebbe far credere.

In realtà esso è costituito principalmente da una parte centrale, il *nucleo*, e da un certo numero di particelle rotanti attorno ad esso nucleo, gli *elettroni*.

Il nucleo a sua volta è costituito da una coabitazione di particelle aventi massa uguale, ma comportamento elettrico, come vedremo, diverso; esse sono i *neutroni* ed i *protoni*.

Esaminiamo le proprietà ed il comportamento di queste particelle.

Gli *elettroni* sono la più piccola quantità di elettricità esistente (la loro carica elettrica è assunta come unitaria), e questa carica elettrica ad essi associata è del tipo (o per meglio dire presenta un comportamento) denominato *negativo*.

I *neutroni* sono elettricamente neutri, non sono cioè sede di alcuna carica elettrica.

I *protoni* invece sono caratterizzati da un comportamento elettrico contrario a quello degli elettroni, sono cioè dotati di quella specie di carica elettrica denominata *positiva*.

Poichè l'atomo, in condizioni normali e visto « da fuori », appare neutro, se ne deduce che gli elettroni, negativi, ed il nucleo, positivo (ed ambedue nella stessa quantità), compensano la rispettiva carica, così da ripristinare il normale bilancio elettrico della materia.

La caratteristica più importante del comportamento di queste due forme opposte di elettricità è che esse, o per meglio dire, le particelle che ne sono dotate, si attraggono, più o meno fortemente, fra di loro.

Al contrario due particelle dotate di cariche elettriche uguali, siano esse ambedue positive o negative, fra di loro si respingono.

Gli elettroni hanno massa molto inferiore a quella dei protoni e neutroni, e ruotano ad altissima velocità attorno al nucleo, a notevole distanza da esso (s'intende rispetto alle dimensioni delle particelle in oggetto, in quanto la percentuale di materia nell'atomo è bassa rispetto alle sue dimensioni), e su una o più posizioni (*orbite*) a traiettoria ellittica, ben definite e fisse per ogni singolo elemento.

Infatti l'elettrone, secondo il modello definito da Bohr, e universalmente adottato, può ruotare solo su orbite determinate da condizioni fisiche e dinamiche ben precise, derivanti (un po' semplicisticamente) dall'equilibrio fra la sua energia di rotazione e l'attrazione del nucleo; e nel caso che, in conseguenza di sollecitazioni dall'esterno, l'elettrone lasci la sua orbita normale, esso può solamente saltare su altre orbite già fissate per altri elettroni, e non ruotare su nuove orbite intermedie.

Correnti continue

CORRENTI ELETTRICHE

I suaccennati spostamenti degli elettroni dalle loro orbite normali sono, genericamente parlando, estremamente difficili da ottenere, e, per un gran numero di elementi, solamente collisioni con altre particelle di natura subatomica (i cosiddetti bombardamenti) possono portare un elettrone fuori dalla sua orbita, poichè solo questi urti violenti possono cedere all'elettrone l'energia sufficiente.

Esistono però degli elementi, ed esattamente i metalli, nei quali, per la tipica conformazione e densità orbitale, gli elettroni che ruotano nell'ultima orbita, la più esterna cioè, presentano legami e relazioni di forza assai più labili del normale.

A motivo di questa labilità di legami, nei metalli, in normali condizioni ambientali, si ha un continuo e caotico scambio di elettroni fra i vari atomi che, pure se di entità abbastanza accentuata, non dà, statisticamente, alcun fenomeno risultante, risolvendosi in un ambito atomico piuttosto ristretto.

Sempre per lo stesso motivo però, basta una sollecitazione esterna, rappresentata da uno squilibrio elettrico creato in qualche modo fra due punti del materiale, per compiere il lavoro, non di grande entità, necessario per amplificare e regolare il suddetto scambio elettronico tra i due punti del materiale stesso, appunto perciò chiamato *conduttore.*

Se per esempio, applicando questa sollecitazione generica, facciamo in modo che un certo elettrone salti dalla sua orbita estrema a quella di un altro elettrone adiacente, il buco da esso lasciato libero viene subito occupato da un altro elettrone che, sotto la stessa forza esterna, ha compiuto un analogo spostamento di orbita, e così via.

Oppure possiamo dire che un elettrone, saltato via dalla sua orbita per effetto di questa forza esterna, va ad urtare, nella sua nuova traiettoria, contro altri elettroni cui cede la sua energia, cosicchè uno o più di essi nuovamente esce di orbita e si comporta in modo analogo.

In ogni caso, tutti questi spostamenti parziali, provocati dalla forza esterna applicata, e da essa incanalati in una direzione determinata, vengono a costituire un flusso più o meno regolare e continuo di cariche elettriche elementari (appunto gli elettroni) che costituisce ciò che noi chiamiamo *corrente elettrica.*

Non è però detto che solo ed esclusivamente gli elettroni possano costituire una corrente elettrica.

Abbiamo ora visto come gli atomi possano perdere od acquisire uno o più elettroni, sia in conseguenza delle azioni fisiche suaccennate che in conseguenza di reazioni chimiche.

Queste particelle (ora non più elementari) si chiamano *ioni,* ed esattamente *ioni positivi* quelle che hanno perduto uno o più elettroni, *ioni negativi* quelle che ne hanno in soprannumero. Pure questi ioni, anche se in casi di minore importanza e in condizioni particolari (nei gas e nelle soluzioni), opportunamente incanalati, possono allora costituire una corrente elettrica.

Definizioni e unità di misura

Avendo ora visto che la corrente non è che un flusso di cariche elettriche, è opportuno definire cosa s'intende per carica elettrica, o « quantità di elettricità ».

Essa, riferendoci a quanto sopra, è la conseguenza degli squilibri elettronici dei vari atomi, è determinata cioè dalla presenza, o accumulo di elettroni, o, più genericamente, di particelle aventi elettroni in difetto o in eccesso (dal che discende la denominazione che il corpo interessato è carico positivamente o negativamente).

L'unità di misura della quantità di carica è il *COULOMB,* che in pratica non esprime altro che il numero di elettroni presenti.

Per quanto invece è stato detto sulla corrente, si vede come la stessa sia legata al fluire, allo scorrere delle cariche (riferito all'unità di tempo).

Tale concetto risulta analogo allora a quello di portata di una conduttura idraulica (che si misura in litri al secondo), cosicchè si potrebbe misurare l'intensità della corrente in « elettroni al secondo ».

E infatti l'unità di misura dell'*intensità di corrente* è l'*AMPERE,* che indica la quantità di cariche che passa nell'unità di tempo (in pratica un secondo). Si ha così:

$$1 \text{ AMPERE} = \frac{1 \text{ COULOMB}}{1 \text{ SECONDO}}$$

Il simbolo dell'Ampere è A e se ne usano comunemente anche i sottomultipli:

$$mA = \text{milliAmpere} = \frac{1}{1.000} A = 10^{-3} A$$

$$\mu A = \text{microAmpere} = \frac{1}{1.000.000} A = 10^{-6} A$$

Il simbolo della intensità di corrente è I.

Il metodo più semplice per evidenziare le cariche elettriche è quello di strofinare un materiale isolante (un materiale di quelli cioè in cui non si riesce a provocare alcun passaggio di corrente elettrica); la forza esterna così applicata provoca, negli atomi costituenti il corpo, un particolare assestamento degli elettroni, assestamento di cariche che può anche essere visualizzato mediante fenomeni meccanici che possono avvenire nelle vicinanze.

Vale a dire che la presenza di una carica elettrica distribuita su un corpo provoca attrazioni o repulsioni, conseguenze cioè della presenza di una forza elettrica, su altre cariche esistenti nello spazio circostante.

Questa specie di modificazione delle caratteristiche dello spazio, che comunque si identifica con la zona in cui si verificano le suddette interazioni a distanza, è ciò che viene denominato *campo elettrico*.

L'intensità con cui nella zona interessata da questo campo si manifestano i fenomeni che ne conseguono dipende ovviamente dall'intensità della carica che lo provoca.

Cause che generano le correnti elettriche

Si è detto che per generare una corrente elettrica occorre applicare dall'esterno una certa sollecitazione, una forza cioè (di natura elettrica) che compia il lavoro necessario.

Il dispositivo che, applicato ad un conduttore, provoca e mantiene in esso un passaggio di corrente, si chiama *generatore*; esso (che sarà esaminato a fondo più oltre) essenzialmente è in grado di mantenere un eccesso di elettroni ad uno dei suoi terminali d'uscita (che sarà quindi negativo) ed un difetto di elettroni all'altro terminale (che sarà quindi positivo).

La carenza di elettroni (la presenza cioè di atomi ionizzati positivamente), una volta collegato il dispositivo ad un conduttore, attrarrà gli elettroni labili dello stesso, e questo fenomeno si propagherà attraverso tutto il conduttore, appunto causando in esso una corrente elettrica.

Lo squilibrio di cariche che abbiamo indicato essere localizzato ai terminali del generatore, la forza cioè che lo stesso esercita sul conduttore per farne muovere le cariche, si chiama *forza elettromotrice* (*f.e.m.*).

Si veda la fig. 1 come esempio chiarificatore.

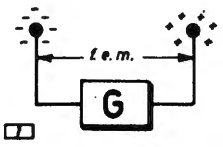


Fig. 1 - F.e.m. di un generatore.

Se allora, a quei due serbatoi di cariche cui possono assimilarsi i due terminali del generatore G, si applica un conduttore (come in fig. 2), fra due punti qualsiasi del conduttore stesso, ora percorso da corrente, si avrà una differenza nell'entità dello squilibrio elettrico provocato e sostenuto dal generatore (analogamente a quanto avviene in un tubo che colleghi fra di loro due recipienti posti a livelli diversi); questa è la cosiddetta *differenza di potenziale* (*d.d.p.*), ancora perfettamente analoga alla differenza di livello fra due punti della conduttura idraulica ora considerata.

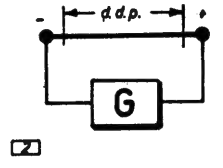


Fig. 2 - Differenza di potenziale.

Essa rappresenta quindi la « spinta » che sostiene e provoca il flusso di cariche entro il conduttore (come nell'esempio idraulico, maggiore è il dislivello fra i recipienti, maggiore è la « spinta » dell'acqua che scorre nel tubo).

Ancora come nel caso idraulico, in cui non è necessario che i due recipienti siano uno sopra ed uno sotto il livello del mare, non è detto che, perchè esista una d.d.p., debbano esistere cariche positive da una parte e negative

dall'altra, ma basta che da una delle due parti ci sia eccesso o difetto di elettroni rispetto all'altra; in altre parole basta che una sia più positiva o più negativa dell'altra.

La d.d.p. viene più comunemente chiamata *tensione.*

Tutte queste grandezze si misurano in *VOLT* (simbolo V), i cui sottomultipli e multipli di uso più comune sono:

$$\mu V = \text{microVolt} = \frac{1}{1.000.000}\ V = 10^{-6}\ V$$

$$mV = \text{milliVolt} = \frac{1}{1.000}\ V = 10^{-3}\ V$$

$$kV = \text{kiloVolt} = 1.000\ V = 10^{3}\ V$$

Effetti della corrente elettrica

Lo scorrere di una corrente elettrica nei diversi corpi produce fenomeni di varia natura, alcuni dei quali sono appunto tipici per visualizzare o misurare tale passaggio.

Essi sono:

1) *effetto fisiologico*: ogni organismo vivente, se sottoposto ad una d.d.p., ovviamente permette il passaggio attraverso di sè di una certa quantità di corrente; questa corrente viene captata da quel perfetto e complicatissimo circuito elettrico che è il sistema nervoso, provocando contrazioni muscolari di entità più o meno sensibile, che comunque, per l'uomo, diventano di grande ampiezza e pericolosità se la corrente che passa attraverso il corpo supera mediamente i 10 ÷ 15 mA (entità però sensibilmente variabile da individuo a individuo).

2) *effetto termico*: il passaggio della corrente elettrica, cioè il moto più o meno ordinato di particelle subatomiche legato agli urti e scambi elettronici già descritti, produce un certo riscaldamento (più o meno evidente e misurabile) in ogni materiale da essa percorso.

3) *effetto chimico*: ogni soluzione chimica attraverso la quale passi corrente elettrica viene decomposta in modo più o meno apprezzabile, ottenendosene comunque separazioni e combinazioni chimiche diverse da quelle di partenza, e deposito, sui terminali immersi nella soluzione, chiamati *elettrodi*, di elementi già facenti parte della soluzione.

4) *effetto magnetico*: attorno ad ogni conduttore percorso da corrente si crea quello che già abbiamo chiamato un campo, si manifestano cioè azioni meccaniche di entità variabile col variare dell'intensità della corrente e di direzione variabile col variare della direzione della corrente.

Esempio tipico è la deviazione dell'ago di una bussola posta appunto in prossimità di un conduttore percorso da corrente; infatti al campo magnetico terrestre che tiene l'ago orientato in una certa direzione (NORD) si sovrappone il campo magnetico creato localmente, che fa appunto deviare l'ago a seconda della propria intensità e direzione.

Proprio tramite uno degli effetti ora visti, ed esattamente per via elettrolitica, viene fisicamente definita l'unità di misura della corrente elettrica, e cioè l'Ampere; l'unità di intensità di corrente elettrica è quella che, percorrendo una soluzione di nitrato d'argento, fa depositare in un secondo 1,118 milligrammi d'argento.

GENERATORI DI F.E.M.

Molteplici sono i mezzi per creare e mantenere quel flusso di elettroni o di ioni che abbiamo chiamato corrente elettrica.

Si è detto che alla base del passaggio di una corrente vi è sempre una f.e.m.

Le sorgenti di f.e.m. possono essere di origine: chimica (pile o accumulatori), meccanica, termica e luminosa; alcune di esse si realizzano sfruttando il fenomeno inverso a quanto visto sugli effetti della corrente.

Allo stato attuale della trattazione, ci interessano unicamente le correnti continue, le correnti cioè costituite da un flusso di cariche avente intensità e direzione costante.

Per questo motivo allora ci interesseremo del tipo più classico di generatore di f.e.m. continua, quello cioè di origine chimica.

Generatori chimici di corrente continua

Appartiene a questa categoria, nelle sue varie realizzazioni e modificazioni, l'*accumulatore* o *pila* (spesso raccolti in *batteria*).

L'accumulatore o pila è il tipico dispositivo che trasforma l'energia chimica in energia elettrica.

Esso è sostanzialmente costituito da due *elettrodi*, circondati da una soluzione (o da un impasto semisolido) chiamato *elettrolito*.

La reazione chimica che avviene fra questi elementi produce una liberazione di elettroni in seno all'elettrolito, elettroni che vengono catturati da un elettrodo a spese dell'altro, e che vengono avviati nel circuito esterno eventualmente collegato, mantenendovi così il richiesto passaggio di corrente. Ciò in quanto chè, in seno alla soluzione, la reazione avviene in continuità, cosicchè lo squilibrio elettronico fra i due elettrodi viene mantenuto, cioè uno rimane costantemente caricato positivamente, l'altro negativamente.

Però, trattandosi di una reazione chimica, oltre ad aversene come conseguenza la richiesta separazione di elettroni, si verifica anche la combinazione e formazione di composti, diversi da quelli di origine, che vanno a ricoprire, o comunque a modificare, gli elettrodi; questa alterazione diminuisce costantemente la possibilità di erogazione di corrente, la pila cioè si scarica.

Molti tipi di accumulatori sono reversibili, nel senso che si può ripristinare pressochè completamente la situazione di partenza dei singoli componenti, se ne può cioè effettuare la ricarica (ciò almeno per un numero sufficientemente alto di volte).

I tipi più comuni di generatori chimici di corrente continua sono: la *pila a secco* e l'*accumulatore al piombo*.

Nella pila a secco, l'elettrodo negativo è costituito dalla custodia esterna di zinco e l'elettrodo positivo è una bacchetta di carbone, mentre l'elettrolito ivi contenuto è di consistenza pastosa.

La tensione tipica disponibile ai capi di una cella di pila a secco è di 1,5 V.

Più celle vengono spesso raggruppate in serie per ottenere tensioni più elevate (multiple naturalmente di 1,5 V).

Questo tipo di pila non è ricaricabile, cioè le reazioni chimico-elettriche che hanno luogo nel suo interno durante l'erogazione di corrente, o con il passare del tempo, non sono reversibili.

L'accumulatore al piombo ha gli elettrodi formati rispettivamente da una piastra di perossido di piombo (polo negativo) e da una di piombo spugnoso (polo positivo); l'elettrolito consiste in una soluzione di acido solforico e acqua distillata al 30 % circa.

In fase di scarica si deposita sulle piastre (per le reazioni interne fra elettrolito ed elettrodi) del solfato di piombo, che, essendo un isolante, diminuisce la capacità di erogazione della batteria, fino a renderla inservibile.

L'applicazione ai morsetti dell'accumulatore di una tensione leggermente superiore a quella nominale provoca all'interno dello stesso la reazione inversa, cioè la scomparsa pressochè totale dello strato isolante prima formatosi, permette cioè la ricarica.

La tensione nominale dell'elemento carico è pari a 2,1 V, quella minima di utilizzazione (in fase di scarica) è di 1,8 V approssimativamente.

La *portata* (o capacità di erogazione) di un accumulatore è espressa in Ampere/ora, e viene appunto indicata con $A \times h$; questo numero indica cioè quanti Ampere può erogare la batteria in un'ora per arrivare alla tensione limite di scarica.

Tuttavia questo numero è solo una grandezza indicativa; in effetti la forte erogazione di corrente (anche per poco tempo) può compromettere per sempre la vita dell'accumulatore, per cui i valori massimi di erogazione costante non dovrebbero superare il 10 % della portata (col che ovviamente il tempo di erogazione diviene 10 volte maggiore, viene cioè riferito a 10 ore).

Altro tipo di accumulatore ricaricabile, più leggero e robusto, ma anche più costoso, è il tipo al *ferro-nichel*, la cui tensione nominale per cella è di 1,5 V.

Per installazioni mobili di piccole dimensioni esistono tipi più moderni di pile ricaricabili, per esempio quelle al *nichel-cadmio*, la cui tensione tipica è di 1,25 V.

Fra i tipi non ricaricabili, oltre alle normali pile a secco, sono reperibili quelle al *manganese*, di molto maggiore autonomia (e di non altrettanto maggior costo) del pur diffusissimo tipo a secco, e, di caratteristiche ancora migliori, quelle al *mercurio*.

Occorre tener presente che, per quanto concerne i tipi ricaricabili, la tensione di un accumulatore sotto normale carica, o appena staccato dal caricatore, è di circa il 10 % superiore al valore nominale; per esempio una batteria a 12,6 V (6 celle) ha come tensione di carica circa 14 V.

La denominazione di batteria implica già nel nome la presenza di più elementi o celle.

Essendo infatti, come si è visto, la tensione di queste celle piuttosto bassa, esse vengono collegate in serie fra di loro (cioè il polo positivo di una viene collegato al polo negativo della successiva, e così via, come in fig. 3), in modo da ottenere valori opportuni di tensione; i più tipici di questi valori sono: 6,3 - 12,6 e 25,2 V.

Fig. 3 - Rappresentazione di batteria a più celle collegate in serie.

Al contrario del collegamento in serie di diversi elementi (o anche di diverse batterie) per ottenere tensioni opportunamente elevate, il collegamento in parallelo per ottenere correnti più forti viene rarissimamente usato.

Infatti, mentre per il collegamento in serie occorre e basta che sia uguale la capacità di erogazione di ogni singolo elemento, per il collegamento in parallelo anche le tensioni devono essere rigorosamente uguali; infatti le differenze di tensionè (pressochè inevitabili) fra i vari elementi farebbero sì che l'elemento a tensione più alta si scaricasse su quello a tensione più bassa, con conseguente disuniforme ripartizione delle correnti e dei tempi di scarica.

RESISTENZA

Si è inizialmente accennato alla maggiore o minore facilità con cui gli atomi, in generale, perdono elettroni (o per meglio dire li scambiano con altri), per mantenere un flusso tale da costituire una corrente elettrica.

Esistono materiali nei quali, con un piccolissimo sforzo, cioè con una relativamente piccola d.d.p. applicata, gli elettroni si spostano molto facilmente: questi sono per esempio i metalli, e sono chiamati *conduttori.*

Esistono invece materiali (per esempio resine, vetri, porcellane) in cui, anche con elevatissime d.d.p. applicate, non si riesce a spostare pressochè nessun elettrone, e questi si chiamano *isolanti.*

Comunque la difficoltà a distaccare elettroni dai rispettivi atomi, e le continue collisioni che si verificano fra questi elettroni liberi (prerogative variabili da materiale a materiale) contribuiscono ad opporsi in modo più o meno sensibile ad un flusso continuo e regolare di elettroni.

Questa opposizione al moto degli elettroni viene chiamata *resistenza.*

Il simbolo della resistenza è R, e la sua unità di misura è l'*OHM* (simbolo Ω), del quale sono di uso comune i seguenti multipli e sottomultipli:

$$k\Omega = \text{kiloohm} = 1.000 \text{ ohm} = 10^3\ \Omega$$

$$M\Omega = \text{megaohm} = 1.000.000 \text{ ohm} = 10^6\ \Omega$$

$$m\Omega = \text{milliohm} = \frac{1}{1.000} \text{ ohm} = 10^{-3}\ \Omega$$

$$\mu\Omega = \text{microohm} = \frac{1}{1.000.000} \text{ ohm} = 10^{-6}\ \Omega$$

Se si prende in esame un corpo costituito da un certo materiale, la resistenza da esso presentata risulta essere direttamente proporzionale alla lunghezza del corpo considerato ed inversamente proporzionale alla sua sezione trasversale, secondo la formula

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

Il coefficiente di proporzionalità ρ è la resistenza specifica, o *resistività* del materiale, che non è altro che la resistenza di un cubetto del materiale stesso avente lati uguali ad una unità di lunghezza prefissata.

Se si prende come unità di superficie il cm^2 e come unità di lunghezza il cm, la resistività deve essere espressa in ohm×cm^2/cm.

Da notare che, di un corpo, conduttore o isolante che sia, sottoposto ad una d.d.p., si intende per lunghezza semplicemente la distanza fra i due punti di applicazione della d.d.p. stessa.

Comportamento termico dei conduttori

Effetto Joule

Si è visto che, per far scorrere una certa corrente entro un conduttore, più elevata è la resistenza del conduttore stesso, più grande è il lavoro che occorre fornire dall'esterno, sotto forma di d.d.p.

È evidente quindi come questa più o meno grande richiesta di lavoro dall'esterno serva per compensare le difficoltà che all'interno incontrano gli elettroni per muoversi; si è infatti sottolineato come il moto degli elettroni consista in salti di orbita e urti contro

altri elettroni, il che conduce a raffigurare la resistenza come una specie di attrito incontrato dall'elettrone nel suo moto.

Ne viene allora, come conseguenza immediata, che quel lavoro fornito dall'esterno, all'interno venga speso e si trasformi in calore e cioè, in definitiva, in aumento di temperatura del conduttore considerato, come precedentemente è stato accennato.

È questo il cosiddetto *effetto Joule*, che consiste quindi in una trasformazione, entro ogni conduttore percorso da corrente, di energia elettrica in energia termica.

Caratteristica generale dei metalli è quella di presentare una variazione di resistenza al variare della temperatura; vale a dire che se, per esempio, la temperatura cresce, la resistenza non resta costante ma cresce anch'essa, in modo più o meno sensibile.

Si dice allora che il *coefficiente di temperatura* (e cioè la grandezza che esprime la variazione percentuale della resistenza per grado di temperatura) è positivo.

Vi sono invece certi corpi, come il carbone e varie leghe, il cui coefficiente è negativo, cioè aumentandone la temperatura, la resistenza diminuisce.

Queste proprietà vengono sfruttate per costruire elementi di circuiti elettrici che servono a tradurre una variazione termica in variazione di resistenza.

Applicazioni

La proprietà, se vogliamo negativa, dei conduttori di opporre resistenza al passaggio della corrente, viene sfruttata per la realizzazione di componenti elettrici, chiamati abitualmente con lo stesso nome della proprietà in oggetto, cioè *resistenze* (che però sarebbe più opportuno chiamare resistori) il cui scopo è quello di limitare il passaggio di correnti o di localizzare ai propri estremi delle d.d.p.

I materiali usati per la costruzione delle resistenza sono leghe metalliche particolari oppure grafite; per ottenere i valori richiesti, a seconda della tecnica di costruzione, viene variata una (o più) delle grandezze contenute nella formula

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

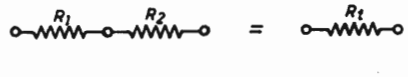
Collegamenti di resistenze in serie e in parallelo

Si dice che due componenti sono collegati *in serie* quando un reoforo dell'uno è collegato ad un reoforo dell'altro, e ai due reofori rimasti liberi vanno collegati i morsetti di un generatore o altro circuito elettrico.

Si dice che due componenti sono collegati *in parallelo* quando i reofori vengono collegati assieme a due a due ed il generatore o circuito esterni vengono collegati alle due coppie.

In altri termini si può quindi dire che due o più resistenze sono in serie quando sono percorse dalla stessa corrente; sono invece in parallelo quando hanno applicato ai capi lo stesso generatore di tensione.

Ciò premesso, ricordando la formula della resistenza, risulta chiaro che il porre due resistenze in serie equivale a porre, nella formula in oggetto, una lunghezza l somma delle due singole (in termini poco rigorosi, si può dire che, avendo assimilato la resistenza ad un attrito, mettere due resistenze in serie vuol dire sommarne gli attriti); quindi la resistenza totale di due elementi resistivi collegati in serie è la somma delle due resistenze parziali.

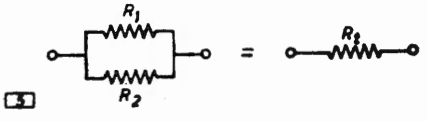


4

Fig. 4 - Resistenze in serie e valore equivalente:

$$R_t = R_1 + R_2$$

Se invece si collegano due resistenze in parallelo, è come aumentare, nella formula succitata, la sezione S attraverso cui passa la corrente (che cioè trova un'ulteriore via di passaggio); la resistenza totale risulta quindi diminuita.



5

Fig. 5 - Resistenze in parallelo e valore equivalente:

$$R_t = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

In particolare allora, se le due resistenze finora considerate sono uguali, il collegamento in serie porta ad un valore di resistenza pari al doppio dei singoli valori, quello in parallelo alla metà.

In generale, avendo a che fare con un numero illimitato di resistenze, nei due casi il valore finale sarà quello espresso dalle formule che seguono.

1) $R_1\ R_2\ R_3$ ..... in serie

$$Rt = R_1 + R_2 + R_3 + ...$$

2) $R_1\ R_2\ R_3$ ..... in parallelo

$$Rt = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + ...}$$

Esempio di combinazioni

Per chiarire quanto sopra, supponiamo di dover trovare la resistenza equivalente del seguente circuito:

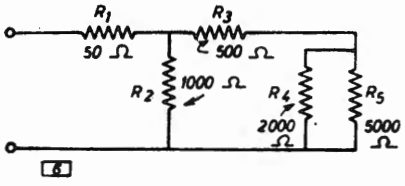


Fig. 6 - Esempio di combinazione di resistenze.

È buona norma partire dalla maglia più semplice più lontana dai morsetti di alimentazione, cioè, in questo caso, da R_4 ed R_5 che sono in parallelo.

Sarà quindi:

$$Rt_1 = \frac{R_4 \times R_5}{R_4 + R_5} = \frac{2.000 \times 5.000}{2.000 + 5.000} = 1.430\ \Omega$$

Ora la Rt_1 è in serie ad R_3; allora:

$$Rt_2 = Rt_1 + R_3 = 1.930\ \Omega$$

Ma Rt_2 è in parallelo ad R_2; perciò:

$$Rt_3 = \frac{R_2 \times Rt_2}{R_2 + Rt_2} = \frac{1.000 \times 1.930}{1.000 + 1.930} = 658\ \Omega$$

Infine Rt_3 è in serie ad R_1:

$$R_T = Rt_3 + R_1 = 708\ \Omega$$

LEGGE DI OHM

Se si applica, agli estremi di un conduttore (di valore qualsiasi di resistenza) un generatore, la corrente che circola in un tratto AB del conduttore è direttamente proporzionale alla d.d.p. esistente fra i punti A e B, detta comunemente tensione V, ed inversamente proporzionale alla resistenza del conduttore; vale cioè la relazione rappresentata in fig. 7.

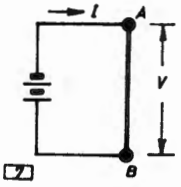


Fig. 7 - Legge di Ohm: $I = \frac{V}{R}$

Naturalmente la fondamentale relazione ora scritta, nel caso che siano note la resistenza del conduttore e la corrente che lo percorre e sia da trovare la tensione, si trasforma in:

$$V = R\,I$$

Nel caso che siano note la tensione ai capi del conduttore considerato e la corrente che lo percorre, per trovare la resistenza presentata dal conduttore, si ha ancora:

$$R = \frac{V}{I}$$

Da quest'ultima forma, si può derivare la definizione elettrica dell'ohm, cioè come valore di quella resistenza che, sottoposta ad

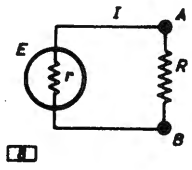
una d.d.p. di 1 V, è percorsa da una corrente pari ad 1 A.

F.e.m., d.d.p. e caduta di tensione

Ora che è stata introdotta la legge di Ohm, può essere chiarita la differenza fra tensione e f.e.m.

In fig. 8 è rappresentato un generatore di f.e.m. E, i cui morsetti sono collegati ad una resistenza R.

Fig. 8 - Generatore di f.e.m. erogante corrente su una resistenza R.



8

Poichè ogni materiale costituente un generatore chimico o un circuito elettrico qualsiasi è dotato di una certa resistività (piccola o grande che sia), pure il generatore indicato sarà dotato di una certa resistenza interna r.

Quindi la corrente I che circola sarà definita dalla resistenza complessiva R + r; sarà cioè:

$$E = RI + rI$$

La d.d.p. fra i punti A e B è invece:

$$V_{AB} = V_A - V_B = RI$$

e sostituendo in questa la precedente relazione si avrà:

$$V_A - V_B = E - r\,I$$

Vale a dire che, in un circuito chiuso, la tensione ai capi dell'elemento in cui vien fatta scorrere corrente è data dalla f.e.m. diminuita della *caduta di tensione* (c.d.t.), sulla resistenza interna del generatore.

Nel caso di circuito aperto, nel caso cioè in cui al generatore non sia applicato alcun carico, sarà:

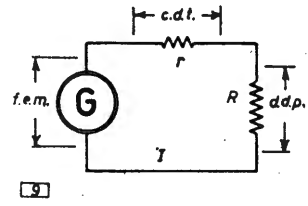
$$I = 0$$

cioè

$$V_A - V_B = E$$

In questo caso quindi la d.d.p. fra i morsetti coincide con la f.e.m.

Le conseguenze ora tratte sono schematizzate in fig. 9.



9

Fig. 9 - Relazioni fra f.e.m., d.d.p. e c.d.t.

ENERGIA E POTENZA

Dalle definizioni di carica e intensità di corrente, sappiamo che

$$Q = I\,t$$

e cioè che, se una corrente elettrica di intensità I passa attraverso un conduttore AB, ciò significa che dal punto A, a potenziale V_A, al punto B, a potenziale V_B, viene trasportata una quantità di elettricità Q = It.

Questo può avvenire in quanto nel tronco di circuito compreso fra A e B è disponibile una certa *energia*, che risulta ovviamente legata sia alla d.d.p. esistente fra A e B, sia alla quantità di cariche trasportate.

Tale energia è infatti espressa dalla formula:

$$W = (V_A - V_B) \cdot I \cdot t = V \cdot I \cdot t$$

Quindi il generatore che deve mantenere fra i punti A e B la corrente I tramite la d.d.p. V fornisce al suddetto circuito una *potenza*

$$P = V \cdot I$$

Essa rappresenta il lavoro che il generatore stesso deve compiere nell'unità di tempo per sostenere, entro il circuito, il moto degli elettroni.

L'unità di misura della potenza è il *Watt* (W), pari alla potenza di cui dispone una corrente di 1 A che si muove sotto la d.d.p. di 1 V; i sottomultipli e multipli più comuni sono:

$$mW = milliWatt = \frac{1}{1.000}\ W = 10^{-3}\ W$$

$$kW = kiloWatt = 1.000\ W = 10^{3}\ W$$

L'unità di misura dell'energia, come risulta dalle formule relative, è il *Watt/ora* e si esprime con:

$$W = P\,t$$

L'energia quindi indica l'ammontare della potenza utilizzata per un certo tempo.

Potenza erogata e potenza dissipata

Sostituendo nella formula della potenza le relazioni ottenute dalla legge di Ohm, si avranno altre due forme equivalenti, e cioè:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

oppure

$$P = I^2 R$$

Se, quindi, a mo' di esempio, un generatore di f.e.m. pari a 12 V eroga una corrente pari a 2 A su una lampada avente 6 Ω di resistenza, la potenza erogata dal generatore (e quindi assorbita dalla lampada) può indifferentemente essere calcolata con quella delle formule che risulti più comoda.

$$P = V\,I = 12 \times 2 = 24\ W$$

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{12 \times 12}{6} = 24\ W$$

$$P = I^2 R = 2 \times 2 \times 6 = 24\ W$$

Dalle due formule precedenti discende anche (come d'altra parte è già stato accennato) che ogni resistenza, percorsa da corrente o soggetta a tensione, è caratterizzata da una certa potenza che su di essa si localizza e da essa deve essere dissipata sotto forma di calore.

E per questo che ogni tipo di resistenza prodotta commercialmente è contrassegnata, oltre che dal suo valore ohmico, anche dalla potenza (massima) che essa, compatibilmente con le dimensioni ed i materiali con cui è costruita, può dissipare in calore senza danneggiarsi.

Naturalmente, se diverse resistenze vengono combinate in serie o in parallelo fra di loro, la potenza dissipabile totale ne viene aumentata.

Infatti, considerando per semplicità due resistenze di uguali valori di potenza dissipabile e di resistenza, se esse vengono collegate in serie, la caduta di tensione totale (per la legge di Ohm) viene dimezzata e quindi ognuna delle due resistenze deve dissipare metà della potenza totale.

Se le due resistenze si collegano in parallelo, è la corrente totale che viene dimezzata, e di nuovo ognuna di esse deve dissipare metà della potenza totale.

Rendimento

Avendo parlato di potenza, è utile introdurre ora il concetto di *rendimento* η, come il rapporto che esiste fra la potenza che viene utilizzata e sfruttata da un certo circuito, P_u, e la potenza che ad esso viene addotta dall'esterno P_i; cioè:

$$\eta = \frac{P_u}{P_i}$$

Espressa in percentuale, la formula diventa:

$$\eta\,\% = \frac{P_u}{P_i} \times 100$$

Essendo P_u, come si è detto, la potenza convertita in lavoro utile, η sarà ovviamente sempre minore di 1.

Nell'esempio del paragrafo precedente, la potenza convertita direttamente in luce sia di 5 W (si sa infatti che il rendimento delle lampade è piuttosto basso, vale a dire che una parte notevole della potenza assorbita si trasforma in calore e non in luce); il rendimento allora sarà:

$$\eta = \frac{5}{24} \cong 0{,}21$$

Cioè

$$\eta = 21\,\%$$

Correnti alternate

LA CORRENTE ALTERNATA

Una grandezza si dice *alternata* quando è una funzione periodica del tempo, ossia quando varia in maniera tale da riprendere, dopo lo stesso intervallo di tempo T, il medesimo valore.

In particolare allora una corrente alternata è un flusso di elettroni che scorre in un circuito con intensità (lentamente o rapidamente) variabile da zero ad un certo valore massimo per poi tornare a zero, e riiniziare un ciclo analogo con direzione, o per meglio dire, polarità opposta, ripassando per un valore massimo (che può essere diverso dall'altro) e ritornando poi nuovamente a zero.

In fig. 10 è rappresentata una grandezza alternata generica. Da essa si vede chiaramente come il suo andamento si ripete periodicamente nel tempo, secondo una successione di cicli, ciascuno di durata T.

La durata del ciclo (o *onda*), è detta *periodo.*

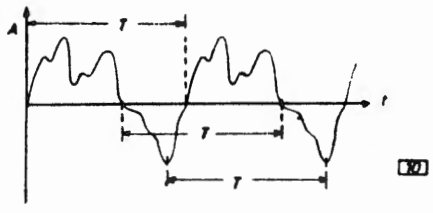


Fig. 10 - Onda alternata qualunque.

La forma comunque che più ci interessa e i cui parametri sono più esattamente definibili per la loro contemporanea regolarità e rispondenza effettiva a fenomeni reali, è la *sinusoidale,* per la quale la variazione del valore avviene regolarmente e simmetricamente per le due semionde, che hanno quindi lunghezza e valore massimo identici, e sono perfettamente sovrapponibili (fig. 11), previo ribaltamento e traslazione di una di esse.

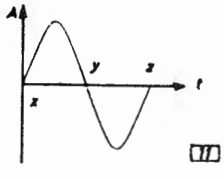


Fig. 11 - Onda sinusoidale.

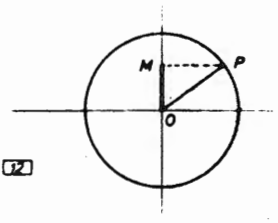


Fig. 12 - Meccanismo di tracciamento di una sinusoide.

Un'onda sinusoidale si ottiene graficamente come segue: si abbia (fig. 12) un punto P che ruota su una circonferenza (di raggio quindi O P); dividendo la circonferenza con un certo numero di punti, ad ognuno di questi punti (cioè ad ogni posizione di P) si avrà una corrispondente posizione del punto M sul diametro verticale.

Riportando sull'asse t del diagramma di fig. 11 lo sviluppo della circonferenza in oggetto, e dividendo lo stesso con i punti corrispondenti a quelli suaccennati, i valori assunti dalle successive posizioni di M, cioè i valori dei segmenti O M, ivi riportati sull'asse A, individuano l'onda sinusoidale.

Si intuisce così come la distanza (sull'asse t) fra due punti di una sinusoide possa anche essere data come l'angolo di cui ha ruotato il punto P attorno ad O per passare da una posizione all'altra.

In particolare quindi, la distanza angolare fra due punti estremi di una sinusoide (x e z in fig. 11) è di 360°.

Ne consegue inoltre che si può anche definire T come il tempo impiegato da P a percorrere tutto il cerchio.

I parametri che definiscono completamente una corrente alternata sono: *frequenza, ampiezza, fase.*

Frequenza

La *frequenza* è il numero dei periodi o dei cicli completi nell'unità di tempo, cioè in un secondo (riferendoci alla fig. 12 possiamo anche definirla come numero dei giri al secondo del punto P).

Essa si misura infatti in periodi al secondo (definizione un po' antiquata), o meglio in *HERTZ* (simbolo Hz).

D'uso comune sono i multipli:

kHz = kiloHertz = 1.000 Hz = 10^3 Hz

MHz = megaHertz = 1.000.000 Hz = 10^6 Hz

La frequenza di una corrente alternata può essere compresa fra zero, che è il limite non raggiungibile (si tratta infatti della corrente continua) e molte decine di migliaia di MHz.

Le oscillazioni oltre questo limite sono proprie delle radiazioni corpuscolari, onde luminose, ecc...

A titolo di esempio, due onde sinusoidali di frequenze diverse si possono rappresentare come in fig. 13.

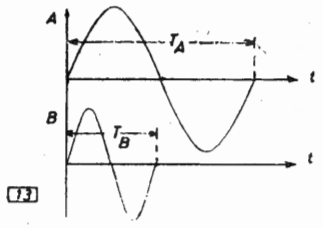


Fig. 13 - Onde sinusoidali di frequenze diverse.

In questo caso l'onda B ha frequenza doppia di quella A, o se vogliamo, il periodo di B è metà di quello di A.

Un'ulteriore grandezza legata alla frequenza è la *pulsazione* ω.

Essa deriva dalla precedente affermazione che un'onda sinusoidale è legata al moto di un punto su una circonferenza e che i successivi spostamenti angolari di questo punto sulla circonferenza stessa definiscono le successive posizioni di un punto corrispondente sulla sinusoide.

Questi angoli, invece che in gradi, possono essere espressi in radianti. Ricordando allora che un angolo di 360° è costituito da 2 π radianti, per definizione risulta:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$$

Per la suaccennata dipendenza del tracciamento grafico di una sinusoide dal moto di un punto su di una circonferenza, ω corrisponde alla *velocità angolare* del punto stesso.

Ampiezza

Nelle precedenti rappresentazioni grafiche l'onda sinusoidale è stata tracciata mediante la successione dei suoi *valori istantanei*, che, essendo funzione dell'angolo di rotazione, sono continuamente (anche se regolarmente) variabili entro il ciclo.

Per definire un'onda sinusoidale se ne può dare allora il *valore massimo, di picco* o *di cresta* (V_M), che non è altro che la massima escursione (negativa o positiva) della semionda, ed è detta *ampiezza.*

Essa tuttavia non è di uso molto comune, non avendo sempre rispondenza diretta con i fenomeni legati alle correnti alternate.

Il parametro più comune per definire l'intensità di una grandezza alternata è il *valore efficace* (V_{eff}); esso viene definito tramite gli effetti termici della corrente, e cioè come il valore che dovrebbe avere una corrente continua che, percorrendo lo stesso circuito di quella alternata, determina in esso lo svilupparsi della identica quantità di calore nel medesimo tempo.

In altre parole e per esempio, una corrente alternata ha valore efficace di 1 A quando essa provoca su una determinata resistenza, (in opportune condizioni ambientali di prova) la stessa sopraelevazione di temperatura nello stesso tempo (e nelle identiche condizioni) in cui viene provocata da una corrente continua, di intensità pari ad 1A.

Il valore efficace si ottiene matematicamente come la radice quadrata della media dei quadrati dei valori istantanei.

I concetti fin qui esposti ricorrendo alle correnti valgono e si applicano identicamente anche per le tensioni.

Cosicchè, fra gli ultimi due valori ora introdotti esistono le seguenti relazioni:

$$V_{eff} = 0{,}707\ V_M$$

oppure

$$V_M = 1{,}41\ V_{eff}$$

È in uso anche un altro parametro, ed è il *valore medio* (V_m), cioè la media di tutti i valori istantanei in mezzo ciclo. Esso rappresenta l'altezza del rettangolo che ha per base e per area la lunghezza e la superficie della semionda stessa.

Fra questo valore ed il valor massimo esistono le relazioni:

$$V_m = 0{,}636\ V_M$$

oppure

$$V_M = 1{,}57\ V_m$$

In fig. 14 sono rappresentati i suddetti valori, avendo preso come riferimento $V_M = 1$.

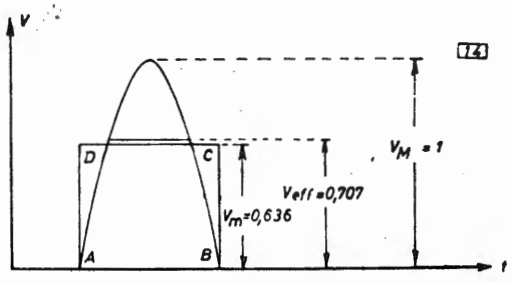


Fig. 14 - Vari valori di un'onda sinusoidale

In questa figura il rettangolo ABCD è appunto quello avente area pari a quella della semionda, la cui altezza corrisponde al valor medio.

A volte è anche usato il valore *picco-picco*, la somma cioè delle due escursioni massime (positiva e negativa), vale a dire (sempre riferendoci ad onde sinusoidali):

$$V_{pp} = 2\ V_M$$

Tutte le volte che, in corrente alternata, si enunciano valori di tensioni e correnti senza nulla specificare, s'intende sempre parlare di quelli efficaci.

Fase

La *fase* di una grandezza alternativa va sempre intesa relativamente all'istante che si è fissato come t = 0, cioè come tempo in cui s'inizia l'esame del fenomeno.

Per esempio, nei casi di figg. 11 e 13, la fase è zero, in quanto il punto zero della sinusoide e l'istante t = 0 coincidono.

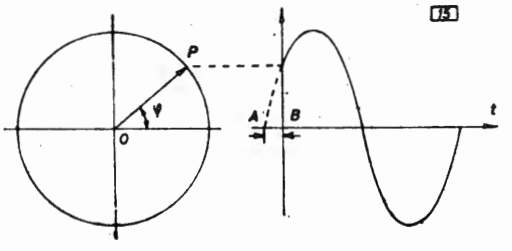


Fig. 15 - Fase di un'onda sinusoidale.

Nel caso di fig. 15 invece la fase, rappresentata dal segmento AB, distanza fra il punto in cui inizia la sinusoide e quello in cui inizia il conteggio del tempo, vale φ, che è l'angolo di cui, nell'intervallo AB, ha ruotato il punto P sul cerchio.

In ultima analisi quindi la fase di una grandezza sinusoidale non è altro che la frazione di periodo che è già trascorsa nell'istante in cui si fissa t = 0.

In genere però le misure di fase s'intendono relativamente a due grandezze sinusoidali, che sono in un qualsiasi rapporto fra di loro.

Quella che allora interessa e viene espressa (nel caso naturalmente che i due profili non siano sovrapposti), è la differenza fra le singole fasi delle due grandezze.

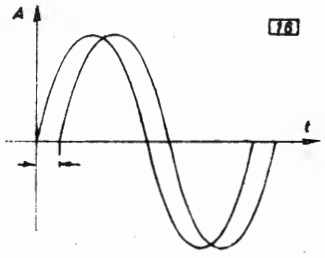


Fig. 16 - Sfasamento di due onde sinusoidali.

Se infatti una delle due, presa come riferimento, ha fase zero, l'altra non potrà che avere fase diversa da zero, e sarà così sfasata *in anticipo* o *in ritardo* rispetto alla prima, a seconda che sia già stato descritto, da lei o dall'altra, un certo angolo φ (quindi una certa frazione di periodo), quando si considera l'istante t = 0 (fig. 16).

La misura di una fase o di una differenza di fase può essere un qualunque valore compreso fra 0 e 360 gradi (a tanto ammonta infatti un ciclo intero di un'onda periodica).

Entro questo intervallo due particolari valori dell'angolo di fase assumono una denominazione particolare (fig. 17).

Quando due onde sono sfasate fra di loro di 90° (vale a dire che una è partita 1/4 di ciclo prima dell'altra), si dice che le due onde sono *in quadratura*.

Quando invece la sfasamento è di 180° (cioè una delle due onde è partita 1/2 ciclo prima dell'altra), si dice che le due onde sono *in opposizione*.

Sempre per analogia col punto rotante sulla circonferenza, le differenze di fase si chiamano anche « rotazioni » di fase.

Vedremo più avanti quali sono gli elementi circuitali che introducono rotazioni di fase

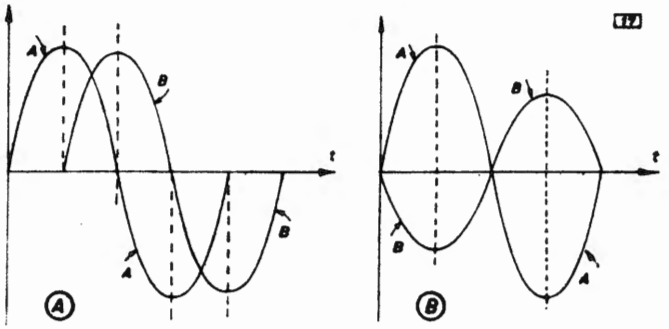


Fig. 17 - Rotazione di fase:
A, quadratura; B, Opposizione.

Correnti alternate non sinusoidali

La trattazione sin qui condotta di correnti alternate di forma sinusoidale è molto comoda, perchè permette di stabilire grandezze ben definite e costanti.

Ma in pratica capita spessissimo di aver a che fare con forme d'onda non già sinusoidali, bensì deformate o distorte o ad arte generate in forma diversa o irregolare.

Fortunatamente, una qualunque grandezza alternata periodica, di forma quanto si voglia complessa, può essere ricondotta a onde sinusoidali, può cioè essere decomposta in un numero più o meno grande di componenti (di diverso valore), la più bassa delle quali è detta frequenza *fondamentale* (in quanto il suo periodo coincide con quello della grandezza alternata in esame); tutte le altre, che hanno frequenze pari a multipli della fondamentale, sono chiamate *armoniche*.

Vale a dire allora che un qualunque segnale elettrico, lontano quanto si vuole dalla forma sinusoidale, ma periodico, è composto dalla frequenza base (che lo contraddistingue) e da un numero più o meno elevato di armoniche.

E ancora, più l'onda è deformata o ricca di spigoli vivi, più elevato è il contenuto di armoniche a frequenza elevate (per esempio, in pratica, un'onda quadra ha un sensibile contenuto di armoniche fino almeno alla 21ª, un'onda triangolare fino almeno alla 9ª e così via).

Si vedrà a suo tempo come e per quali motivi sia necessario evitare che particolari circuiti in uso nella pratica normale apportino deformazioni o distorsioni ai segnali in essi immessi.

ONDE ELETTROMAGNETICHE

La fig. 11 rappresenta, come già detto, l'andamento di un segnale sinusoidale; vale a dire che, se in un punto qualunque di un conduttore abbiamo la possibilità di fare diverse misure di tensione (o corrente) in istanti diversi e succedentisi con una certa regolarità, riportando in diagramma i valori delle misure in funzione dei tempi in cui sono state fatte, si ottiene appunto l'andamento di figura.

Supponiamo ora che la lunghezza del conduttore sia considerevole (e comunque sufficiente ai fini di quanto segue); la serie di misure che prima si è supposto di effettuare in tempi diversi in uno stesso punto, ora supponiamo di farla nello stesso istante, ma in punti diversi del conduttore.

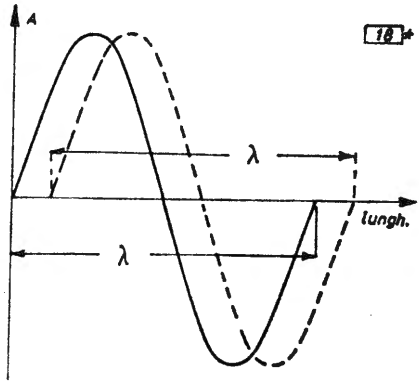
Orbene, il valore misurato in un punto non coinciderà, generalmente, con quello misurato in un altro (sempre nello stesso istante), ma varierà da un punto all'altro con legge sinusoidale; si ritroveranno infine valori uguali a distanze fisse e ripetentisi lungo il conduttore.

Ciò si spiega ammettendo che l'onda sinusoidale si muove lungo il conduttore stesso ed è la conferma del fenomeno della *propagazione*.

L'andamento sarà allora, riportato graficamente, quello di figura 18, in cui invece del tempo si hanno ora le distanze lungo il conduttore in esame.

Sia chiaro che (lo ripetiamo) tale andamento rispecchia la situazione in un determinato istante qualsiasi.

Fig. 18 - Onda sinusoidale e sua lunghezza.



L'intervallo nel quale si svolge un ciclo completo, e cioè la suaccennata distanza fissa e ripetentesi lungo il conduttore, non è già un tempo (come quello che è stato chiamato periodo), bensì una distanza vera e propria, espressa in unità di lunghezza.

Essa è chiamata *lunghezza d'onda*, e si indica col simbolo λ.

Se effettuiamo le suaccennate misure in un istante successivo a quello rappresentato in tratto continuo in fig. 18, l'andamento, ossia il profilo dell'onda, sarà ovviamente quello tratteggiato.

È allora evidente quanto sopra detto, e cioè che l'onda è traslata, si « propaga » cioè lungo il conduttore.

Per trovare la velocità con cui l'onda si propaga basterà, come sempre, fare il rapporto fra lo spazio percorso ed il tempo impiegato a percorrerlo.

E poichè evidentemente, trascorso un periodo T, il profilo dell'onda si sarà spostato di λ, la *velocità di propagazione* v sarà espressa da:

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda f$$

dove f indica la frequenza.

Tale velocità risulterà espressa in m/sec se λ è espresso in metri ed f in Hertz.

La velocità ora introdotta dipende dalla costituzione del mezzo conduttore entro cui la corrente passa, e dalla costituzione e posizione dei materiali immediatamente circostanti.

Esistono particolari dimensioni, forme e disposizioni dei conduttori interessati al passaggio di correnti elettriche alternate (in relazione soprattutto alla frequenza delle stesse), tali che una parte più o meno considerevole dell'energia in gioco viene ceduta allo spazio circostante sotto forma di particolari vibrazioni, naturalmente legate alla forma ed ai parametri della corrente che le provoca.

Questa energia, una volta ceduta allo spazio stesso, costituisce le *onde elettromagnetiche.*

Sul meccanismo e comportamento di queste ci intratteremo più esaurientemente a tempo opportuno.

La velocità con cui queste onde elettromagnetiche si propagano nello spazio è pari alla velocità della luce (pure essa onda elettromagnetica, e, per inciso, dotata della massima velocità fisicamente possibile), e vale:

$$v = 300.000 \text{ km/sec}$$

Quindi la formula data in precedenza, e adattata alla normalità d'uso per le onde elettromagnetiche diventa:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

dove λ = lunghezza d'onda in metri
f = frequenza in MHz

ONDE ACUSTICHE

Limitatamente al campo delle basse frequenze, esistono vibrazioni, che possono essere di origine naturale, meccanica o elettrica, le quali si propagano nello spazio (o attraverso mezzi materiali) sotto forma di energia meccanica.

Prototipo di queste è la voce umana, che consiste nella trasmissione all'aria circostante, tramite l'interposizione della cavità orale, delle vibrazioni elastiche imposte alle corde vocali.

Però anche i segnali elettrici, purchè siano di frequenza opportuna e vengano preventivamente inviati ad un particolare dispositivo, detto trasduttore elettroacustico (che sarà a suo tempo esaminato in dettaglio, ma il cui scopo è di convertire l'energia elettrica in energia meccanica), vengono ceduti allo spazio circostante in cui si propagano.

In ogni câso la propagazione di tali vibrazioni avviene tramite onde successive di compressione e depressione del mezzo interessato; la loro orgine infatti è sempre riconducibile ad una membrana (di forma e dimen-

sioni qualsiasi) che si sposta (o si flette) avanti o indietro rispetto alla sua posizione di riposo, vibra cioè elasticamente.

S'intuisce quindi, trattandosi di energia meccanica trasmessa ad un mezzo materiale che da essa viene posto in oscillazione, come la natura di tale mezzo influisca profondamente sulla modalità di propagazione.

In particolare infatti, nel vuoto, queste onde non si propagano.

Nel campo di frequenze comprese fra 16 e 16.000 Hz circa, tali vibrazioni, giungendo al nostro orecchio, sono da esso percepite, e sono quindi denominate *onde acustiche* o *onde sonore.*

Sopra questo limite, pur non percependole più il nostro orecchio, esse continuano a propagarsi nello spazio, con intensità però sensibilmente decrescente col crescere della frequenza.

Fin verso i 150 kHz queste oscillazioni trovano particari applicazioni industriali e vengono indicate col termine di *ultrasuoni.*

La velocità di propagazione di tutte queste vibrazioni, se il mezzo considerato è l'aria, vale all'incirca:

$$v = 1.130 \text{ km/ora}$$

Nei metalli e nell'acqua essa è superiore, ed a volte anche sensibilmente.

PANORAMA DELLE FREQUENZE

Le frequenze delle oscillazioni o vibrazioni che interessano prettamente il campo della elettrotecnica, radiotecnica ed acustica vengono suddivise o a seconda del loro comportamento o per comodità di identificazione.

Da oltre 0 fino a circa 50.000 MHz si estende il campo generico delle correnti alternate, almeno a tutt'oggi di uso comune.

In esso vengono poi definite le seguenti suddivisioni:

da 16 a 16.000 Hz = onde sonore
da 15 a 150 kHz = ultrasuoni
da 10 kHz a 50.000 MHz = radiofrequenze

Le radiofrequenze a loro volta vengono così ulteriormente suddivise:

da 150	a 500	kHz	= *onde lunghe*
da 500	a 1.500	kHz	= *onde medie*
da 1,5	a 30	MHz	= *onde corte*
da 30	a 300	MHz	= *onde cortissime*
da 300	a 3.000	MHz	= *onde ultracorte*
da 3.000	a 30.000	MHz	= *onde supercorte*
da 30.000	a 300.000	MHz	= *onde extracorte*

Le denominazioni di queste suddivisioni sono, come evidente, in relazione con le rispettive lunghezze d'onda.

ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

Scopi dell'Associazione sono:

a) Riunire a scopi scientifici e culturali, prescindendo da qualunque questione di carattere commerciale od industriale, i radianti, i radiodilettanti, i radiotecnici, gli studiosi della radio.

b) Dare incremento agli studi scientifici specie in campo radiantistico promuovendo esperimenti e prove.

c) Costituire organo di collegamento fra i Soci e la pubblica Amministrazione, in particolare per ciò che concerne la disciplina dell'attività radiantistica.

d) Tutelare gli interessi dei Soci nei riguardi di Enti similari ed assisterli nei confronti della Pubblica Amministrazione.

e) Mantenere relazioni con analoghe Associazioni Estere e specialmente con la I.A.R.U. (International Amateur Radio Union) della quale la ARI è filiazione per l'Italia.

f) Costituire un Centro di informazioni tecniche a disposizione dei propri Soci.

g) Distribuire ai Soci l'Organo Ufficiale dell'Associazione.

A. R. I.

Ente Morale

Segreteria Generale:

Via D. Scarlatti, 31 - 20124 MILANO

Elettrostatica

CAPACITÀ

Si colleghino ai morsetti di una pila due conduttori qualunque (grandi o piccoli, larghi o sottili, vicini o lontani che siano non ha importanza, purchè non siano in contatto fra di loro), tramite un interruttore inserito come in fig. 19.

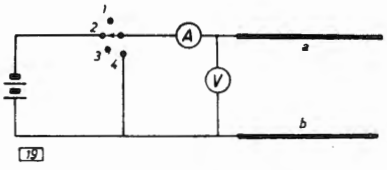


Fig. 19 - Realizzazione di un generico condensatore (e suo circuito di prova).

In circuito sono pure inseriti due ulteriori elementi, ed esattamente gli strumenti indicatori « A » e « V »: « A » misura la corrente e viene chiamato « amperometro », « V » misura la tensione e viene chiamato « voltmetro ».

Le caratteristiche di tali misuratori saranno esaminate a suo tempo; va ora detto però che il voltmetro V deve possedere opportune caratteristiche, tali cioè da non influire minimamente sul circuito e sulle cariche in esso presenti (deve cioè avere una resistenza interna infinitamente alta).

La posizione di partenza 1 vede il conduttore *a* disconnesso dalla pila.

Si commuti ora in posizione 2, col che ambedue i conduttori sono collegati ai due poli.

La d.d.p. esistente ai capi della pila, appunto perchè *a* e *b* sono conduttori, viene ovviamente trasferita integralmente sugli stessi, vale a dire che su di essi vengono trasferite cariche fornite dalla pila attraverso i suoi elettrodi terminali.

Osserviamo contemporaneamente quanto segue: il voltmetro V si porta naturalmente ad una indicazione di tensione pari alla f.e.m. della pila, ciò però dopo un certo periodo di tempo (più o meno breve); l'amperometro A dà, per lo stesso tempo, la indicazione di un guizzo di corrente decrescente, che si annulla solamente quando i due conduttori hanno assunto esattamente la d.d.p. esistente ai capi della pila.

In pratica quindi è successo che, avendo collegato due conduttori ad un generatore, le cariche fornite da quest'ultimo si precipitano sui conduttori stessi ed impiegano un certo tempo (legato alle caratteristiche realizzative) prima di accorgersi che il circuito è interrotto (non essendo i conduttori collegati in circuito chiuso).

Una volta stabilitosi questo stato di regime (corrente zero, tensione massima) si porti il commutatore in posizione 3, si disconnetta cioè di nuovo la pila dal conduttore *a*; l'amperometro non darà ovviamente alcuna indicazione (si è aperto un circuito che già era aperto): ciò sta ad indicare che le cariche elettriche precedentemente passate entro il circuito sono rimaste immagazzinate in qualche modo nello stesso.

E inoltre la tensione indicata dal voltmetro continua indefinitamente ad essere pari alla f.e.m. della pila (sempre a condizione che esso abbia le caratteristiche già esposte).

Si porti infine il commutatore in posizione 4; i conduttori *a* e *b* sono collegati in cortocircuito fra di loro attraverso l'amperometro, il quale segnerà un guizzo di corrente analogo a quello indicato nella fase 2; vale a dire che le cariche immagazzinate in circuito, come prima affermato, vengono restituite sotto forma di corrente di senso contrario a quello della fase di carica, che si riduce a zero nello stesso tempo impiegato nella fase suddetta.

Le conseguenze della realizzazione del circuito elementare di cui sopra evidenziano quindi tre fenomeni molto importanti, così riassunti:

1°) i due conduttori si sono portati ad una d.d.p. (su di essi cioè si è localizzata una certa quantità di cariche) che viene mantenuta nel tempo, anche disconnettendo gli stessi dalla pila; la corrente così immagazzinata può essere restituita integralmente dopo un tempo indefinito (nel caso ideale, cioè in assenza di perdite);

2°) la *carica* del dispositivo è avvenuta senza che i conduttori costituiscano un circuito chiuso; cioè il passaggio di corrente (detta « di spostamento ») è avvenuto nello spazio esistente fra i conduttori stessi;

3°) lo stato di equilibrio di cariche è sopravvenuto dopo un certo intervallo di tempo, quello cioè necessario affinchè i due conduttori abbiano assunto una d.d.p. pari alla f.e.m. della pila.

Si è così realizzato un congegno che, sottoposto ad una tensione continua, si carica al valore di questa tensione, trasformando il lavoro speso per questo accumulo di cariche in energia localizzata nello spazio interessato dai due conduttori.

Il tempo perchè tale processo di carica abbia termine, come del resto la quantità di carica accumulata, sono legati alla dimensione e distanza dei conduttori, nonchè alla natura dello spazio interposto; una volta trascorso questo tempo, non si ha più alcun passaggio della corrente (continua) entro il circuito, che funziona quindi da blocco per questa.

Il campo venutosi a creare fra i due conduttori è del tipo cosiddetto *elettrostatico;* è in esso che viene immagazzinata l'energia che viene poi riceduta in fase di scarica.

Ridotto nella forma più classica in cui i due conduttori sono due lamine metalliche affacciate (per rendere più appariscenti e, in genere, sfruttabili, i fenomeni ora descritti), questo congegno si chiama *condensatore.*

Un condensatore è quindi un sistema di due conduttori (in genere lamellari) separati da un isolante, sui quali si localizzano cariche uguali e di segno opposto.

I due conduttori, o meglio, le due lamine affacciate, si chiamano *armature*; lo spazio, o meglio, il mezzo materiale isolante interposto, si chiama *dielettrico;* la grandezza che sta ad indicare le caratteristiche del condensatore si chiama *capacità.*

Si supponga infatti di sostituire la pila di fig. 19 con un'altra, avente per esempio f.e.m. doppia, restando inalterate tutte le altre caratteristiche.

È intuitivo che la quantità di cariche che passa ora in circuito, indicata dalla corrente che attraversa A, sarà doppia che nel caso precedente.

Si può quindi affermare che la quantità di elettricità immagazzinata è direttamente proporzionale alla d.d.p. applicata alle armature; fra la d.d.p. V e la quantità di cariche Q esiste la relazione:

$$Q = k\,V$$

È proprio alla costante di proporzionalità k che si dà il nome di capacità.
Essa si indica con C e vale quindi

$$C = \frac{Q}{V}$$

La capacità quindi è il rapporto fra la quantità di cariche immagazzinate e la d.d.p. occorsa per far questo.

Si dice allora che un condensatore ha una capacità maggiore di un altro quando richiede una maggior quantità di cariche dell'altro per essere portato alla stessa d.d.p. fra le armature.

L'unità di capacità è il *FARAD* (nella formula precedente Q va espresso in Coulomb e V in Volt), ma esprimendo questo una capacità enorme, fuori dalla necessità di utilizzarla e dalle possibilità di realizzarla, vengono comunemente usati i sottomultipli:

$$\mu F = \text{microFarad} = \frac{1}{1.000.000}\ \text{Farad} = 10^{-6}\ F$$

$$nF = \text{nanoFarad} = \frac{1}{1.000}\ \mu F = 10^{-3}\ \mu F = 10^{-9}\ F$$

$$pF = \text{picoFarad} = \frac{1}{1.000.000}\ \mu F = 10^{-6}\ \mu F$$

e cioè 10^{-12} F

Come è già stato detto, la capacità è, per le grandezze elettriche che la interessano, una costante, e dipende solo dalle dimensioni e caratteristiche fisiche del condensatore.

Come è facile intuire, maggiore è la superficie delle armature, maggiore è il numero di cariche che dal generatore emigra su esse: quindi la capacità, ovvero l'attitudine del condensatore ad accumulare cariche, è tanto più grande quanto maggiore è la superficie esposta; analogamente quanto più piccola è la distanza fra le armature, tanto più grande è, a parità di d.d.p., l'effetto della stessa nello spazio interposto: maggiore quindi è la capacità.

Ancora, il comportamento del dielettrico sottoposto al campo elettrostatico è diverso a seconda del mezzo di cui è costituito; anch'esso quindi influisce sul valore della capacità ottenibile.

Ed infatti, a conclusione di quanto sopra, la capacità di un condensatore, che fra le armature abbia il vuoto o l'aria, è espressa dalla formula:

$$C = \varepsilon_0 \frac{S}{d}$$

dove: d = distanza fra le armature
S = superficie delle stesse

La costante di proporzionalità fra la capacità e le dimensioni del condensatore, indicata con ε_o, rappresenta la *costante dielettrica* dell'aria, che esprimendo S e d in cm, vale:

$$\varepsilon_o = 8{,}85 \times 10^{-4}\ \text{F/cm}$$

(ε_o ha praticamente lo stesso valore nel vuoto).

Inserendo fra le armature un mezzo materiale, la capacità (a parità di altre dimensioni) aumenta, in quanto aumenta la costante dielettrica, che cioè assume un valore caratteristico (e sempre maggiore di ε_o) per ogni tipo di materiale usato (che sarà carta, mica, ceramica, ecc.).

In pratica, invece di caratterizzare ogni materiale con la sua costante dielettrica assoluta ε, ne viene data la costante dielettrica ε_r, che esprime di quante volte ε sia maggiore di ε_o, assunta uguale a 1. E cioè:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o}$$

Quindi, nel caso di condensatore con dielettrico materiale, la formula precedentemente scritta diventa:

$$C = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_o \frac{S}{d}$$

(Praticamente quindi ε_r esprime anche il rapporto fra la capacità di un condensatore con e senza dielettrico materiale).

Polarizzazione e rigidità dielettrica

Si è visto dalla formula del paragrafo precedente, come la inserzione di un dielettrico solido fra le armature di un condensatore ne aumenti la capacità; infatti il secondo termine è moltiplicato per ε, che è un numero sempre maggiore di 1 (e spesso anche di molto).

Vediamo allora brevemente il motivo di ciò.

L'edificio molecolare di cui il materiale usato come dielettrico è composto si modifica sotto l'azione del campo elettrostatico esistente, nel senso che gli elettroni periferici vengono dislocati ed orientati in modo da creare in pratica un polo negativo del dielettrico dalla parte in cui se ne ha in eccesso, ed un polo positivo dall'altra parte (in cui se ne ha in difetto, vi sono cioè degli ioni positivi).

Questo è ciò che si indica con *polarizzazione* di un dielettrico, ed è rappresentato in fig. 20.

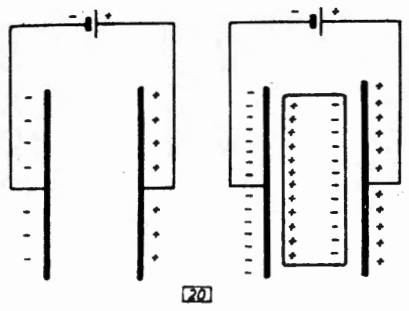


Fig. 20 - Effetto della inserzione di un dielettrico.

Inserendo allora un mezzo materiale come dielettrico fra due armature, alla quantità di cariche inizialmente presente su di esse se ne aggiunge una ulteriore, ivi richiamata a causa dell'attrazione fra cariche di segno opposto, cioè per neutralizzare gli effetti delle cariche uguali e di segno opposto che si è detto formarsi e affiorare sulle superfici del dielettrico, in conseguenza della sua polarizzazione.

Il richiamare più cariche sulle armature significa appunto aumentare la capacità.

Aumentando la tensione ai capi del condensatore, quando essa, e cioè il campo esistente fra le armature, raggiunge un valore tale da superare la massima deformazione tollerabile dall'edificio molecolare di quel materiale, gli elettroni periferici si svincolano dagli atomi, e vengono a costituire una corrente violenta ed istantanea che, sotto l'effetto del campo, percorre il dielettrico distruggendolo tutto o in parte.

In definitiva quindi, una tensione troppo alta perfora e danneggia il dielettrico, se esso è costituito da un materiale solido o liquido, (se infatti esso è costituito da aria, questa viene ionizzata dalla scarica che mette in corto circuito le due armature).

Il valore della suddetta tensione dipende dalla costituzione del dielettrico interposto; le condizioni in cui questo viene a trovarsi sono analoghe a quanto si verifica in un materiale da costruzione che, se sottoposto ad uno sforzo superiore ad un certo limite, si frattura.

Tale valore rappresenta la massima « sollecitazione elettrica » sopportabile dal dielettrico in tutto il suo spessore.

Se allora ci riferiamo ad uno spessore unitario, la tensione di cui sopra prende il nome di *rigidità dielettrica.*

Questa corrisponde quindi alla d.d.p. esplosiva relavita allo spessore di 1 cm di dielettrico.

Ciò equivale a dire che la rigidità dielettrica è il rapporto fra la tensione che fa scoccare la scintilla e lo spessore del dielettrico (espresso in cm).

Reattanza capacitiva

Finora le caratteristiche ed i parametri dei condensatori sono stati introdotti e discussi ragionando su correnti continue.

Passiamo ora ad applicare ad una capacità una tensione alternata, e vediamone il comportamento.

Si è già visto come, applicando una tensione continua ad un condensatore, entro lo stesso (o entro il circuito tramite esso collegato) scorra corrente solamente prima che esso vada a regime, cioè si carichi, oppure solo quando lo si scarichi.

Allora, non avendo la tensione alternata, com'è noto, valore costante, bensì valore continuamente variabile fra zero e dei massimi positivi e negativi, nel circuito generatore-condensatore si avvicenderanno cariche e scariche successive così da provocare un regime di corrente permanente e, come già affermato, di intensità proporzionale alla capacità.

Ed ancora possiamo affermare che, quanto più rapida è la variazione della tensione applicata, ossia quanto più elevata è la frequenza, più elevata sarà l'intensità della corrente a parità di capacità (ricordiamo infatti che a frequenza zero, cioè in corrente continua, la corrente è nulla).

Quanto sopra esposto si può infine riassumere nella seguente formula:

$$I = k \cdot f \cdot C \cdot V$$

che ci indica il valore della corrente alternata I che passa attraverso un condensatore di capacità C ai cui capi sia applicata una tensione V di frequenza f.

Tale formula naturalmente è teoricamente dimostrabile, e ne deriva allora che il coefficiente di proporzionalità k è uguale a 2π.

È evidente la formale analogia di tale formula con la legge di Ohm in corrente continua, ove poniamo:

$$k\,f\,C = \frac{1}{Xc}$$

L'espressione infatti diventa:

$$I = \frac{V}{Xc}$$

Il termine $X_C = \dfrac{1}{2\pi f C}$ gioca un ruolo analogo a quello di una resistenza e, rappresentando una reazione che la corrente alternata incontra al suo passaggio attraverso un condensatore, viene chiamato *reattanza capacitiva.*

Essa, usando gli Hz per f, e i Farad per C, si misura in ohm.

In particolare si vede così confermato quanto si era già affermato, il costituire cioè una capacità un blocco (o circuito aperto) per la corrente continua.

Infatti, essendo per questa f = 0, ne risulta Xc infinita e quindi corrente nulla.

Combinazioni di condensatori

Il più classico e tipico esempio di combinazioni di condensatori è il *condensatore variabile,* consistente in tante lamine raccolte in due settori, uno fisso ed uno mobile; le lamine di quest'ultimo entrano negli interspazi esistenti fra le altre, cosicchè, variando la superficie affacciata, si ha una conseguente variazione di capacità (fino a molte centinaia di pF).

Comunque, considerando le vere e proprie combinazioni di vari condensatori fra di loro, si ha per le rispettive reattanze quanto a suo tempo visto per le resistenze: vale a dire che reattanze in serie si sommano, reattanze in parallelo diminuiscono.

Si verifica allora per le capacità (inversamente proporzionali alle reattanze) l'inverso di quanto verificavasi per le resistenze, e cioè:

C_1, C_2, C_3... in parallelo

$$Ctp = C_1 + C_2 + C_3...$$

C_1 C_2 C_3 ... in serie:

$$Cts = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots}$$

Andamento tensione - corrente

L'effetto di una capacità inserita in un circuito e attraversata dalla corrente che lo percorre non è limitato alla reattanza opposta a tale corrente.

Se infatti si traccia in un diagramma il profilo della tensione sinusoidale esistente fra le armature del condensatore, e sullo stesso diagramma (con i medesimi riferimenti) si riporta l'andamento della corrente che di conseguenza attraversa il condensatore, i due profili non sono per niente sovrapposti, bensì risultano dislocati come nella fig. 21, (che però rappresenta il caso di un condensatore ideale).

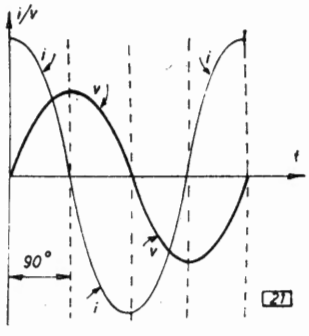


Fig. 21 - Relazione di fase tra corrente e tensione di un condensatore.

Basta infatti ricordare che in una capacità la corrente diventa zero quando la tensione ha raggiunto il massimo, e viceversa, perchè risulti chiaro quanto rappresentato in figura, ossia che la corrente che percorre un condensatore è sfasata in anticipo di 90° (o 1/4 di ciclo) rispetto alla tensione ad esso applicata.

Quanto ora detto vale solo però come accennato, nel caso ideale. In pratica quest'angolo di sfasamento non sarà perfettamente uguale a 90°, bensì più o meno leggermente inferiore, a causa delle perdite di potenza che si verificano sui condensatori per:

1) resistenza non nulla delle armature;

2) non perfetto isolamento del dielettrico;

3) inerzia del dielettrico a far sì che la sua struttura molecolare inverta continuamente il suo stato di equilibrio elettronico onde seguire i cicli di carica e scarica imposti dalla tensione alternata (questo fattore di perdita è quindi tanto maggiore quanto più alta è la frequenza).

La differenza fra i 90° teorici e l'*angolo reale di sfasamento* φ viene denominata *angolo di perdita*, che si indica con δ; il coseno dell'angolo φ sta così ad indicare la bontà del condensatore e viene chiamato *fattore di perdita*.

Molto più spesso però l'indicazione della qualità di un condensatore viene data mediante la tangente dell'angolo δ (tangendelta); allora più è modesto questo valore, migliore è la qualità.

Tali argomenti saranno comunque approfonditi trattando i circuiti in corrente alternata e relative potenze.

Esempio di calcolo di capacità

A coronamento del paragrafo sui condensatori, vediamo, a titolo di esempio, come usare le formule date per il calcolo della capacità.

Si abbia, in primo luogo, un condensatore le cui armature siano realizzate con due dischi di diametro 3 cm, distanti fra di loro 1 mm, e con aria come dielettrico.

In primo luogo riduciamo tutto alla stessa unità di misura, ottenendo così:

$$S = 7\ cm^2 \qquad d = 0{,}1\ cm$$

Per ottenere la capacità direttamente in pF, ε_0 viene ad assumere il seguente valore:

$$\varepsilon_0 = 8{,}85 \times 10^{-2}\ pF/cm$$

Sarà allora:

$$C_0 = 8{,}85 \times 10^{-2} \times \frac{7}{0{,}1} = 6{,}2\ pF$$

Supponiamo ora di inserire, fra i due dischi, un dielettrico solido, di spessore tale da riempire completamente la distanza fra le armature e cioè 1 mm, costituito da un terzo dischetto, per esempio, di fogli di mica.

La costante dielettrica (relativa) della mica è circa 6; quindi la capacità in questo caso vale:

$$C = \varepsilon_r C_0 = 6 \times 6{,}2 = 37{,}2\ pF$$

Elettromagnetismo

CAMPO MAGNETICO

E' noto come in natura esista un particolare minerale, la magnetite (ossido di ferro), che ha la proprietà di esercitare, almeno fino ad una certa distanza in modo apprezzabile, azioni meccaniche di attrazione o repulsione su altri materiali ferrosi (o similari), genericamente definiti materiali magnetici.

Questo minerale costituisce ciò che si chiama un *magnete permanente naturale*, ed i materiali che di esso risentono o denunciano in qualche modo l'influenza si dicono magnetizzati.

Questi ultimi, in massima parte, una volta allontanato da essi il magnete, riacquistano lo stato neutro di partenza; per taluni invece (per esempio certi acciai) tale magnetizzazione permane più o meno lungamente o addirittura stabilmente: essi cioè acquistano la caratteristica di attrarre o respingere altri materiali magnetici anche dopo che è stata allontanata od eliminata la sorgente originaria di magnetizzazione.

Tali tipi allora vengono chiamati *magneti permanenti artificiali* (detti anche calamite).

È noto che le suaccennate azioni esercitate da un magnete sono particolarmente sensibili in corrispondenza delle estremità dello stesso.

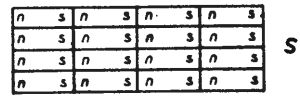
È pure noto che tali azioni si manifestano in senso opposto fra di loro per le due estremità; tipico esempio ne è l'ago magnetizzato di una bussola che si orienta spontaneamente con una, e sempre la stessa, estremità rivolta verso il Nord geografico, polo dal quale l'altra estremità viene sempre respinta.

Lo spontaneo orientamento che i due poli delle calamite (naturalmente di forma, dimensioni e pesi opportuni) assumono nello spazio, in conseguenza del campo magnetico terrestre, porta a contrassegnare le due estremità polari delle stesse coi nomi di *polo Nord* e *polo Sud*.

La differenza di comportamento di questi poli viene ancor più evidenziata dal fatto che, accostando fra di loro due magneti permanenti, essi si attraggono se i loro poli affacciati sono di senso opposto, e si respingono se invece sono dello stesso senso.

In ogni caso, i fenomeni d'influenza reciproca ora descritti discendono da una tipica proprietà e conformazione intima di questi materiali; essi infatti risultano costituiti, a livello molecolare, di tanti magnetini elementari, estremamente piccoli.

Fig. 22 - Rappresentazione semplificata della costituzione intima di un magnete.



22

Nei magneti permanenti essi sono e restano tutti orientati nello stesso modo e disposti in catene parallele e regolarmente ordinate, in modo che alle due estremità del materiale siano affacciati tutti i magnetini di un polo o di quello opposto.

Invece nei corpi allo stato neutro ordinario tali magnetini molecolari sono disposti ed orientati casualmente, senza alcun ordine, e in tal modo le loro azioni o influenze a distanza si elidono reciprocamente; la magnetizzazione consiste quindi semplicemente nell'orientare tutti questi magnetini in modo regolare ed in una direzione fissa.

Come discende anche dalla fig. 22, qualora si spezzi un magnete, se ne ottengono, appunto per la sua costituzione intima, tanti magneti quanti sono i pezzi ottenuti, ciò naturalmente spezzando fino a quanto si vuole il materiale, senza però oltrepassare le dimensioni molecolari.

Ed ancora occorre sottolineare come la magnetizzazione, « indotta » da parte di un magnete su un materiale magnetico nelle vicinanze, avviene in modo tale che l'estremità del materiale magnetico più vicina al magnete « induttore » assume polarità opposta a quella del polo più vicino del magnete.

I fenomeni di influenza e le azioni a distanza, che si manifestano in prossimità e per effetto dei magneti, sono prodotti in modo analogo da un conduttore percorso da corrente elettrica, come già è stato enunciato.

Ed è appunto quest'ultimo metodo di generare fenomeni magnetici che sarà esaminato d'ora in avanti, e che giustifica la denominazione di « elettromagnetismo ».

In ogni caso le azioni e gli effetti reciproci che si manifestano fra corpi magnetizzati, si trasmettono e manifestano anche attraverso il vuoto.

La presenza quindi di queste « forze magnetiche » indica (come era per le forze elettriche del campo elettrostatico) l'esistenza in un certo spazio di un particolare stato che viene indicato col nome di *campo magnetico.*

Occorre ricordare che nello spazio in cui viviamo esiste già un campo magnetico naturale, che è quello terrestre.

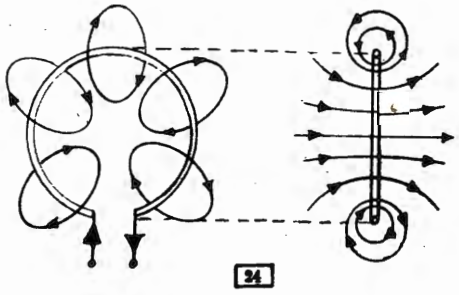


Fig. 24 - Andamento del campo entro ed attorno ad una spira.

Intensità del campo magnetico

Come si è detto, ogni conduttore, percorso da corrente, si circonda di un campo magnetico, che nasce con la corrente e con essa si estingue.

Le linee che determinano le direzioni lungo cui tale campo si manifesta (« linee di forza ») sono, per un conduttore rettilineo, cerchi concentrici che lo circondano perpendicolarmente, come rappresentato in **fig. 23.**

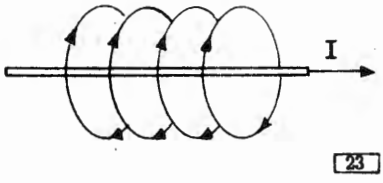


Fig. 23 - Campo magnetico di un conduttore rettilineo percorso da una corrente I.

Se infatti si pone, nelle vicinanze del conduttore e in varie posizioni attorno ad esso, un ago calamitato (sul tipo di quello di una bussola), tale ago assume sempre direzioni tangenti a cerchi posti come in figura.

Ed inoltre, lungo ognuno di questi cerchi, l'ago mantiene sempre lo stesso orientamento, si lascia cioè sempre dalla stessa parte il conduttore in esame.

Appare allora logico attribuire a queste linee di forza un verso, e cioè quello che viene costantemente indicato dal polo Nord dell'ago (che, ricordiamolo, è liberamente sospeso).

Un materiale magnetico posto nelle vicinanze ed investito da queste linee reagirà in modo tale da denunciare l'entità dell'influenza del campo su di esso.

Aumentando la corrente che percorre il conduttore, si riscontra che aumenta di pari passo l'entità di tale influenza, cioè l'*intensità* del campo.

Se in vicinanza del primo conduttore se ne pone un secondo, percorso magari dalla stessa corrente, l'intensità del campo aumenta ancora.

Supponiamo ora invece di avvolgere il conduttore a mo' di spira circolare; nella zona centrale di essa le linee di forza vengono ora ad essere concentrate lungo ed attorno l'asse centrale della spira (fig. 24).

Allora due spire avvicinate ed affacciate danno luogo, per l'azione concomitante e sovrapponentesi dei singoli campi, ad una maggior concentrazione di linee di forza, e quindi ad un campo magnetico risultante di intensità maggiore.

Quindi, disponendo un numero qualunque di spire contigue ed allineate, il campo che ne risulta è principalmente concentrato in un fascio di linee di forza addensate attorno all'asse, che percorrono il dispositivo secondo il tragitto rappresentato con approssimazione in fig. 25.

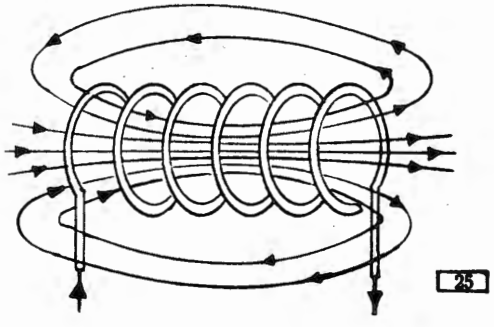


Fig. 25 - Solenoide percorso da una corrente e suo campo magnetico.

Tale dispositivo si realizza normalmente con filo conduttore avvolto a spirale, e si chiama *solenoide.*

Un solenoide percorso da corrente produce, nello spazio ad esso circostante, un campo magnetico la cui conformazione è del tutto simile a quella di un magnete permanente avente uguali forme e dimensioni.

Più le spire sono lontane fra di loro, meno sensibile è il sommarsi delle rispettive intensità di campo, quindi minore è l'intensità del campo magnetico risultante.

Concludendo allora, poichè si è visto che il campo magnetico esercita azioni di entità proporzionale alla corrente che lo provoca ed al numero di spire da essa percorse, ed inversamente proporzionale alla distanza delle spire, o per meglio dire alla lunghezza del solenoide, l'intensità del campo magnetico, che si indica con H, è espressa dalla formula:

$$H = \frac{NI}{l}$$

dove N = numero di spire
I = corrente
l = lunghezza del solenoide

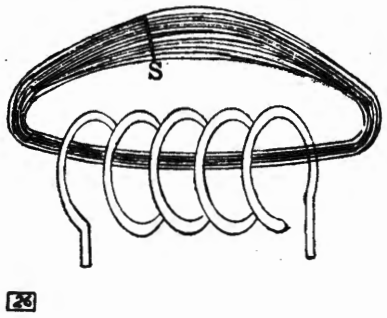
Tale formula esprime l'intensità del campo magnetico all'interno di un solenoide (e con migliore precisione nella zona centrale dello stesso).

Il prodotto NI viene indicato col nome delle unità che esprime, e cioè in *Amperspire,* cosicchè l'unità di misura dell'intensità di campo viene espressa in Amperspire/cm.

Da notare che, per un solenoide di una certa lunghezza, la stessa intensità di campo si può ottenere in infiniti modi, scegliendo coppie di valori di corrente e numero di spire, purchè il loro prodotto dia sempre lo stesso numero (cioè le stesse Amperspire).

Circuiti magnetici e relativi parametri

Se consideriamo l'andamento delle linee di forza di fig. 25, vediamo che queste, o siano considerate singolarmente, o, più generalmente, comprese in un certo fascio, sono sempre continue, non avendo nè principio nè fine ma richiudendosi sempre su se stesse; esse quindi si possono considerare come l'espressione rappresentativa di un « flusso » che attraversa ogni sezione elementare del fascio considerato, in certo modo analogamente al flusso



26

Fig. 26 - Schematizzazione di un circuito magnetico

di cariche che costituisce la corrente elettrica nei conduttori.

Per questa analogia, ogni fascio di linee di forza viene considerato facente parte di un *flusso magnetico* lungo un percorso chiuso detto *circuito magnetico.*

Le grandezze che interessano questo tipo di circuiti, e ne esprimono e regolano l'andamento, sono formalmente analoghe a quelle che abbiamo visto caratterizzare i circuiti elettrici, e cioè: corrente, tensione e resistenza.

Prima di introdurre ed esaminare tali grandezze occorre precisare quanto segue: il flusso totale che attraversa una sezione del solenoide si può considerare, per comodità, suddiviso in tanti fasci elementari, detti « tubi di flusso », paragonabili a delle matasse costituite da un numero infinito di linee di forza.

Se allora la sezione attraversata aumenta o diminuisce, possiamo immaginare che le linee di flusso costituenti tali tubi rispettivamente diradino o si addensino, come risulta dalla fig. 26; è questa una schematizzazione di comodo, che comunque non contrasta con l'andamento fisico dei fenomeni in esame.

Considerando uno di questi « tubi », a prescindere dalla costituzione del solenoide (in questo caso da l) l'intensità del campo, che si manifesta nel numero di linee di forza che attraversano una sezione S, sarà tanto maggiore quanto maggiore è il prodotto NI, cioè quanto lo sono le amperspire; è cioè più comodo dire che le linee di forza, per ogni sezione elementare, sono, anzichè infinite, in numero pari all'intesità del campo in quella sezione, intensità che appunto è legata ad NI.

In definitiva il numero di linee di forza per unità di superficie, cioè la *densità di flusso,* dipende, come la corrente elettrica dalla ten-

sione, direttamente dalla grandezza NI, cioè dalle amperspire.

Ed ancora, se le dimensioni del solenoide vengono modificate in modo da raddoppiare la lunghezza delle linee di forza, fermo restando il prodotto NI, per la già vista diminuita concentrazione delle stesse il loro numero si ridurrà alla metà.

È cioè confermato che esiste una relazione diretta fra linee di flusso ed amperspire.

Il coefficiente di proporzionalità di tale relazione (l'analogo a quello che nel circuito elettrico era R), tien conto degli ostacoli opposti dal mezzo interessato ad essere percorso dalle linee di un campo magnetico.

Indicando con Φ il flusso magnetico, la relazione che lega tale grandezza con NI sarà la seguente:

$$\Phi = \frac{NI}{\mathcal{R}}$$

dove $\mathcal{R}$ è il coefficiente di proporzionalità cui ora si è accennato. Come si vede, tale formula è formalmente analoga alla legge di Ohm.

Il flusso magnetico, che si è indicato con Φ, rappresenta quindi il numero di linee di forza che interessano un circuito magnetico (si potrebbe dire la corrente magnetica); esso dipende dal materiale eventualmente presente, dalle dimensioni del solenoide e dalla corrente che lo percorre.

La sua unità di misura è il *Weber* (Wb).

Di uso più normale è però la *densità di flusso* che, come già accennato, consiste nel numero di linee di forza che attraversa una sezione ad area unitaria del circuito magnetico.

Esso viene anche chiamato flusso di induzione o più semplicemente (e normalmente) *induzione.*

Si indica con B e si misura ovviamente in Weber per metro quadrato (Wb/m^2).

Il numero NI di amperspire che provoca un flusso magnetico (si potrebbe quindi dire la tensione magnetica) si chiama: *forza magneto-motrice* (f.m.m.), in analogia alla f.e.m.

Il suo simbolo è F.

La grandezza $\mathcal{R}$ che rappresenta la proprietà tipica di ogni materiale di opporsi più o meno alla formazione di un campo magnetico, rappresenta cioè l'elemento analogo alla resistenza elettrica, si indica col nome di *riluttanza.*

Il comportamento di tale parametro è identico a quello della resistenza; le combinazioni cioè di riluttanze diverse danno luogo a valori finali ottenibili come visto per le resistenze stesse.

I materiali magnetici corrispondono ai conduttori nell'analogia con le correnti elettriche: essi cioè hanno riluttanza molto bassa; i materiali non magnetici hanno tutti riluttanza elevata, e comunque simile a quella dell'aria.

Quindi, a parità di caratteristiche costruttive di un solenoide, se nell'interno di questo si introduce un blocco di materiale magnetico, il flusso aumenta considerevolmente a parità di corrente circolante, oppure basta un valore molto più basso di corrente per produrre l'identico valore di flusso, rispetto al caso di partenza, in cui entro il solenoide c'era aria.

Chiariti i simboli e relativi significati, la formula sopra scritta per i circuiti magnetici può anche essere messa sotto la forma:

$$F = \Phi\, \mathcal{R}$$

che evidenzia ancor di più l'analogia elettrica.

Permeabilità

Si è detto che l'induzione B rappresenta il numero di linee di forza attraverso l'unità di superficie; essa allora dipende evidentemente dall'intensità del campo magnetico.

Sussiste infatti la relazione:

$$B = \mu H$$

Il coefficiente di proporzionalità μ (che dipende dal mezzo in cui si localizza il campo) si chiama *permeabilità.*

Essa esprime la facilità con cui un campo magnetico può essere provocato in un certo materiale, paragonata con quella riscontrata nel caso di aria.

Per esempio, dire che il ferro ha una permeabilità di circa 2000 significa affermare che l'effetto magnetizzante prodotto in un blocco metallico racchiuso entro un solenoide percorso da una certa corrente provoca una densità di flusso (o induzione) 2000 volte maggiore di quella che sarebbe provocata se al posto del materiale magnetico vi fosse aria.

Questo conferma che le linee di flusso trovano un percorso molto più agevole nel ferro che nell'aria.

La permeabilità (nel campo magnetico) equivale quindi, sotto certi aspetti, alla conducibilità (nel campo elettrico).

Poichè. inserendo del ferro in un solenoide, il campo nel suo interno aumenta enormemente, e non essendo variati, per il solenoide, nè I nè N nè l, evidentemente la causa dell'aumento risiede proprio nella struttura intima del ferro.

Infatti, in conseguenza della corrente che scorre in circuito, e quindi del campo che ne consegue, all'interno del ferro si verifica l'allineamento di tutti i magnetini elementari, il ferro cioè si magnetizza e l'intensità di tale magnetizzazione si somma al campo preesistente, che ne viene così sensibilmente rinforzato.

La permeabilità dei materiali magnetici non è costante, bensì è funzione del flusso, dipendendone in modo un po' complesso.

Si prenda infatti un solenoide avvolto su un determinato materiale magnetico; partendo dal valore zero del campo, si cominci a far passare corrente entro il solenoide stesso, aumentandone via via il valore; l'aumento di intensità di campo che ne consegue provoca un relativo aumento di induzione B, che, riportandone i valori su un diagramma, mostra un andamento pressochè lineare fino a valori non troppo elevati di H.

Entro tale campo quindi μ è praticamente costante.

Giunti ad un certo punto (S in fig. 27), ai successivi aumenti di H non conseguono adeguati aumenti di B, che cresce non più linearmente ma in modo via via meno accentuato.

Tale fenomeno è indicato col nome di *saturazione*, ed il punto in cui cessa la rispondenza lineare fra B e H, nel quale cioè μ non è più costante ma comincia a diminuire, si dice *punto di saturazione.*

Accade spesso che si abbia a che fare con circuiti entro cui la corrente I, e di conseguenza il campo H, assumano valori elevati, oltre il punto di saturazione, ed occorra invece che il flusso debba seguire e ripetere fedelmente l'andamento della I stessa.

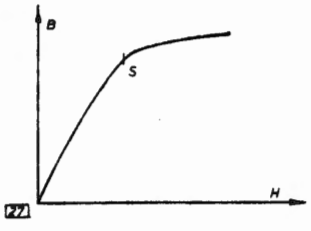


Fig. 27 - Saturazione di un materiale magnetico

Per evitare o almeno limitare la suddetta non linearità, nel materiale magnetico inserito in circuito si realizza, in qualche modo, una fessura, più o meno piccola, in genere perpendicolare alle linee di forza e contenente aria o altro materiale non magnetico.

Tale zona, che prende il nome di *traferro*, oltre evidentemente a non saturarsi, trattandosi di materiale magneticamente inerte, presenta una notevole riluttanza, agisce cioè come una resistenza magnetica localizzata.

È lei allora, più che il ferro, a determinare la densità di flusso, cosa che rende così molto più lineare la relazione fra B e H per valori elevati di questi parametri.

Induzione elettromagnetica

Si supponga di far variare, con un sistema qualunque, il numero delle linee di forza che, generate da un magnete, vengono abbracciate da un conduttore elettrico costituente un circuito immerso nel campo magnetico o, per meglio dire, che con detto conduttore si concatenano.

Così facendo, in sostanza, si varia il flusso di induzione che interessa il circuito in oggetto.

Conseguenza delle suddette variazioni è il manifestarsi del fenomeno dell'*induzione elettromagnetica*, che consiste nel nascere di tensioni elettriche o f.e.m. sul conduttore considerato, a spese del campo magnetico.

Queste vengono perciò chiamate *f.e.m.* o *tensioni indotte.*

In genere, per ottenere fenomeni di una certa entità e comunque sfruttabili, il circuito è costituito da un conduttore avvolto in più spire, che formano così un solenoide o bobina o matassa; esso in ogni caso viene chiamato *circuito indotto.*

Quindi, se abbiamo una bobina posta nelle vicinanze di un magnete o, più genericamente, un circuito elettrico vicino ad un circuito magnetico, spostando opportunamente l'uno rispetto all'altro, nel circuito elettrico si genera una f.e.m. indotta ai suoi capi se esso è aperto, una corrente indotta che lo attraversa se esso è chiuso.

In ultima analisi allora, tramite induzione si genera dell'energia elettrica col semplice spostamento di un circuito indotto in un campo induttore; è evidente quindi che il verificarsi del fenomeno dell'induzione deve avvenire a spese di un lavoro equivalente all'energia prodotta.

Questo ragionamento energetico è convalidato dalla legge di Lenz, che dice che la f.e.m. indotta ha sempre un verso tale da determinare una reazione che si oppone al processo di induzione che la genera.

Avviene cioè che, avvicinando un magnete ad un solenoide, il campo indotto in questo è tale da opporsi al campo induttore; quindi mentre il magnete si avvicina al solenoide, il campo indotto di quest'ultimo tende a respingerlo.

È evidente allora che, per vincere tale opposizione, occorre spendere dell'energia meccanica, che poi è quella che ci ritroviamo in circuito sotto forma di energia elettrica.

Mutua induzione

Poichè il fatto essenziale che determina il nascere di f.e.m. o di correnti indotte è che venga a variare il flusso di induzione che il circuito elettrico indotto abbraccia, il fenomeno si manifesterà allo stesso modo se tale variazione, anzichè avvenire tramite un movimento relativo dei due circuiti, avviene per una modificazione del flusso concatenato, inalterata restando la posizione dei due circuiti stessi.

Quindi, se ad un solenoide percorso da corrente (che in questo caso tiene il posto del magnete induttore), è posto nelle vicinanze un secondo solenoide, il campo magnetico del primo viene ad interessare anche il secondo, e ogni qualvolta sul primo solenoide si verifica una variazione della corrente circolante, sul secondo si ha una f.e.m. indotta, che naturalmente dipende dall'entità di variazione del flusso che, generato dal circuito induttore, detto anche *primario*, viene abbracciato dal circuito indotto, detto anche *secondario*.

Per meglio dire, l'intensità con cui il solenoide secondario risente delle variazioni della corrente del primario (la intensità cioè della f.e.m. o della corrente indotta) dipende, a parità di costruzione dei solenoidi e di corrente, dalla distanza fra i due (cioè più sono vicini e più, ovviamente, è ampio il fenomeno) e dall'orientamento degli assi relativi (se gli assi sono paralleli o allineati, di nuovo si ha il massimo effetto).

Queste disposizioni reciproche determinano l'*accoppiamento* fra i due circuiti ed il fenomeno così esaminato si definisce *mutua induzione*.

Il flusso che abbraccia uno dei due circuiti quando l'altro è percorso da corrente unitaria è assunto come termine di riferimento per il grado di accoppiamento.

Esso si definisce *coefficiente di mutua induzione* e si indica con la lettera M.

Autoinduzione

Si è visto finora che un qualsiasi circuito elettrico, immerso in un campo magnetico comunque creato, purchè variabile, è sede di una f.e.m. indotta.

Considerando allora un conduttore percorso da corrente, se questa vien fatta variare, attorno al conduttore stesso si genera un campo magnetico variabile.

Il conduttore in esame, immerso così in tale campo, viene conseguentemente ad essere sede di una f.e.m. indotta e quindi, in ultima analisi, scorrerà in esso una corrente (indotta) la cui polarità sarà tale da opporsi alla variazione di corrente verificatasi nel circuito, variazione da cui deriva (e ciò sempre per la legge di Lenz).

Questo è il cosidetto fenomeno dell'*autoinduzione*, che rappresenta cioè l'effetto d'induzione elettromagnetica che ogni circuito esercita su se stesso semplicemente ed esclusivamente in conseguenza delle variazioni della corrente che lo percorre.

Nei paragrafi che seguono si vedranno le conseguenze dirette di questo fenomeno sui circuiti e sui parametri che li caratterizzano.

INDUTTANZA

L'entità della f.e.m. indotta o, se vogliamo, il flusso indotto in una bobina dipende, a parità di variazione della corrente che la percorre, dalla forma e dai parametri fisici sia del circuito che del mezzo in cui si manifesta il campo.

Tutti questi fattori che fanno dipendere l'entità del flusso dalla configurazione del circuito e dalla natura del mezzo vengono conglobati in un coefficiente di proporzionalità, L, tale che $\Phi = L\ I$.

Il fattore L viene designato col nome di *induttanza.*

L'unità di misura dell'induttanza è l'*HENRY* (il cui simbolo è H), che rappresenta l'imduttanza di un circuito che, percorso da una corrente di 1 A, genera un flusso di 1 Wb.

Sono di uso comune i sottomultipli:

$$\text{mH} = \text{milliHenry} = \frac{1}{1.000} = 10^{-3}\ \text{H}$$

$$\mu\text{H} = \text{microHenry} = \frac{1}{1.000.000} = 10^{-6}\ \text{H} = 10^{-3}\ \text{mH}$$

Il valore di L, trattandosi della grandezza che tiene conto delle caratteristiche costruttive, è direttamente proporzionale al quadrato del numero di spire ed al diametro dell'induttore, inversamente proporzionale alla sua lunghezza.

L'induttanza L rappresenta, in ogni circuito elettromagnetico, l'effetto in esso introdotto dal fenomeno dell'autoinduzione.

Infatti, ragionando per il momento su correnti continue, analogamente a quanto si è visto accadere per un condensatore caratterizzato da una certa capacità, in cui, all'applicazione di una tensione, si ha passaggio momentaneo di corrente fra le armature senza che queste siano in contatto fra di loro e la tensione fra le stesse raggiunge il valore di regime solo dopo un certo intervallo di tempo, facendo passare una corrente entro un solenoide caratterizzato da una certa induttanza, ai capi di questo si ha il sorgere momentaneo di una tensione anche se il conduttore ha resistenza nulla e la corrente entro lo stesso raggiunge il valore di regime solamente dopo un certo intervallo di tempo.

Ciò è infatti, come già sappiamo, causato dalla f.e.m. di autoinduzione, o forza contro elettromotrice (che segue naturalmente la legge di Lenz), la quale ha l'effetto di contrastare l'aumento di corrente che la induce.

Le conseguenze dell'induttanza di un circuito si giustificano naturalmente anche con considerazioni energetiche.

Infatti, poichè un campo magnetico creato da un solenoide è in grado di esercitare azioni meccaniche od elettriche sui circuiti circostanti, questo viene fatto indubbiamente a spese di un lavoro.

Il campo cioè è caratterizzato da una certa energia in esso immagazzinata che potrà essere unicamente fornita, appunto nella fase di immagazzinamento, dal generatore di corrente.

Ma la potenza (così in gioco) sappiamo già che significa: tensione per corrente.

Ora il circuito è costituito da un conduttore la cui resistenza interna darà luogo ad una caduta di tensione in conseguenza della corrente che lo percorre; si avrà cioè un certo ammontare di potenza, dissipata per effetto Joule sul conduttore, fornita dal generatore; ma non è certamente questa tensione che contribuisce a giustificare la potenza in gioco.

Sarà invece la f.e.m. indotta che, sappiamo, nasce quando inizia a variare la corrente ed a tale variazione si oppone, cioè non si annulla, fintanto che, nel campo magnetico che si sta creando, non è immagazzinata tutta l'energia che, oltre naturalmente a dipendere dalla corrente stessa, compete alle caratteristiche fisiche dell'induttore, cioè al suo valore d'induttanza.

La corrente che sta avviandosi in un induttore dimostra cioè una specie di inerzia ad assumere il valore di regime.

D'altra parte, una corrente non può mai interrompersi istantaneamente senza effetti secondari, in quanto, mentre essa si estingue, deve essere restituita tutta l'energia che, come detto, era accumulata nel campo.

Per questa ragione (ancora analogamente a quanto avviene per un condensatore che, se messo in corto circuito, si scarica violentemente con produzione di scintille) quando si interrompe un circuito affetto da una certa induttanza, cioè un circuito *induttivo*, scocca sempre una scintilla, che costituisce la manifestazione visiva della trasformazione in calore della energia che era intrinsecamente connessa al campo.

Reattanza induttiva

Già si è visto come un induttore opponga una certa reazione (inerziale) a che si installi in esso un regime di corrente (continua), reazione che si manifesta col sorgere di una tensione momentanea ai capi dello stesso.

Si supponga ora che attraverso un induttore venga fatta passare una corrente alternata.

Alla successione di valori continuamente variabili e periodicamente invertentisi di tale corrente, l'induttanza si oppone con una reazione continuamente presente; si installa cioè ai capi dell'induttanza, in conseguenza del passaggio della corrente alternata, una tensione permanente, variabile con ritmo legato a quello della corrente.

Vediamo così che si tratta di un comportamento analogo (anche se reciproco) a quello di una capacità.

Tale reazione, consistendo in inerzia opposta all'instaurarsi di un regime di corrente, sarà ovviamente maggiore quanto maggiore è il ritmo di variazione della corrente stessa, cioè la sua frequenza.

E sarà anche tanto maggiore quanto lo è l'induttanza del circuito, in quanto più elevata è l'induttanza, più lo è la energia che si deve immagazzinare nel campo magnetico dell'induttore.

Quindi, affinchè entro un'induttanza scorra una corrente I, ai suoi capi dovrà essere applicata o localizzata, per i suddetti motivi, una tensione:

$$V \doteq k\ f\ L\ I$$

che cioè dovrà essere tanto maggiore, a parità di I, quanto lo sono la frequenza e l'induttanza del circuito.

Ancora analogamente al caso della capacità, il coefficiente di proporzionalità k vale 2π, e quindi l'espressione precedente, ponendo

$$X_L = 2\pi\ f\ L$$

risulta formalmente identica a quella della legge di Ohm, e cioè

$$V = X_L\ I$$

Il termine X_L viene chiamato *reattanza induttiva* e si misura in Ohm (quando naturalmente f è in Hz ed L in H).

Essa rappresenta la reazione che provoca, in conseguenza del passaggio di una corrente alternata, lo stabilirsi, ai capi dell'induttanza, di una tensione V.

Si vede così che il comportamento delle reattanze, induttiva e capacitiva, è opposto: la reattanza capacitiva diminuisce con la frequenza, la reattanza induttiva con la frequenza aumenta.

Combinazione di induttanze

La necessità pratica di combinare induttanze in serie od in parallelo non è molto frequente.

In ogni modo, essendo la reattanza induttiva direttamente proporzionale all'induttanza, le combinazioni di induttanze seguono le stesse leggi delle resistenze.

Occorre però precisare che fra induttanze collegate fra di loro non si devono verificare accoppiamenti secondari, cioè non deve esistere mutua induzione; in caso contrario le relazioni date qui non sono più esatte.

Induttanze in serie si sommano (fig. 28).

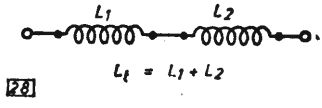


Fig. 28 - Induttanze in serie

Induttanze in parallelo danno un valore totale minore dei valori singoli (fig. 29).

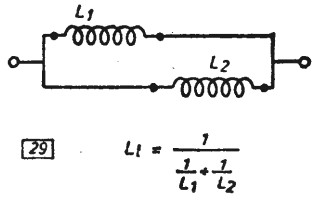


Fig. 29 - Induttanze in parallelo

Perdite nei materiali magnetici

Si è visto, parlando della permeabilità dei materiali ferrosi (cioè magnetici), quanto alta essa possa essere.

Tutte le volte quindi che si vuole aumentare sensibilmente il flusso entro un solenoide, o altro avvolgimento similare, (se ne vuole cioè aumentare il valore di induttanza) senza dover giungere a valori di N o di I troppo elevati, si inserisce nel suo interno un blocco di materiale magnetico (in genere ferro dolce) che viene denominato *nucleo.*

La presenza di questo materiale provoca, quando la corrente è variabile, delle perdite di potenza su di esso localizzate, obbliga cioè il generatore a fornire una potenza supplementare a quella che va immagazzinata nel campo ed a quella che viene dissipata dal conduttore, e ciò per due cause fondamentali.

1ª causa) Essendo il ferro un conduttore, ed essendo esso immerso nel campo magnetico prodotto da una corrente variabile, diventa esso stesso sede di una corrente elettrica indotta.

Ma, trattandosi naturalmente di un conduttore non perfetto, sulla resistenza che la corrente in esso circolante incontra si ha una caduta di tensione e quindi una dissipazione di potenza per effetto Joule.

Per ridurre il più possibile tale inconveniente, occorre aumentare la resistenza elettrica del circuito percorso da tale corrente, (onde limitare la stessa), cosa che si ottiene usando dei ferri ad elevata resistività, ossia contenenti, in certe percentuali, elementi quali ad esempio il silicio, ed inoltre diminuendo la sezione del ferro stesso (così da aumentarne la resistenza) cioè riducendo la sezione stessa a lamierini isolati, sovrapposti fra di loro fino ad ottenere le necessarie dimensioni del nucleo, cioè i richiesti valori di induttanza.

2ª causa) Il ferro inserito in un induttore è immerso in un flusso continuamente e, più o meno, rapidamente variabile, provocato dalla corrente alternata che lo attraversa.

Il ferro presenta una specie di inerzia a seguire tali alternanze nel loro esatto andamento e ritmo; ciò è giustificato dai continui assestamenti molecolari che si devono susseguire onde tener dietro al ritmo della magnetizzazione imposta.

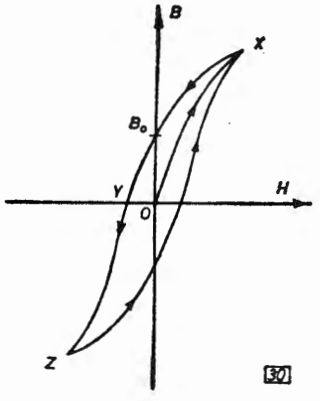
Per vincere tale inerzia occorre ancora una potenza supplementare, fornita sempre dal generatore di corrente.

A questa manifestazione d'inerzia è legato il fenomeno dell'*isteresi magnetica.*

Essa consiste nel fatto che, se, dopo aver magnetizzato un materiale ferroso, secondo la curva di fig. 27, la causa di magnetizzazione (cioè il campo) viene eliminata, l'induzione conserva ancora un certo valore residuo B_0, cioè il materiale rimane ancora più o meno leggermente magnetizzato.

Vale a dire che la curva di smagnetizzazione non ripercorre quella precedentemente citata, bensì assume valori superiori fino appunto ad arrivare all'induzione residua, come in fig. 30.

Fig. 30 - Ciclo dovuto alla isteresi magnetica



Tale fenomeno è semplicemente dovuto al fatto che i magnetini molecolari del materiale si conservano, in percentuale abbastanza piccola, orientati, dando luogo quindi ad una certa magnetizzazione residua, che può essere permanente o che si può esaurire in un tempo più o meno lungo.

Se ora si vuol portare l'induzione entro il materiale al valore zero, occorre provocare entro lo stesso un campo di valore opportuno, nonchè di segno opposto (per esempio invertendo il segno della corrente che percorre l'induttore in esame).

Se, raggiunto così il punto Y, si continua ancora ad aumentare la corrente, si giungerà al punto Z, corrispondente e simmetrico di X; diminuendo poi il campo fino ad annullarlo, di nuovo l'induzione B non andrà a zero, ma si fermerà ad un valore identico e simmetrico al già visto B_0.

Occorrerà nuovamente invertire la corrente per portare B al valore zero; aumentando tale corrente si giungerà infine al valore di saturazione ed al punto X.

Vediamo così che per tornare al punto di partenza, i parametri magnetici del circuito hanno percorso un ciclo completo, detto *ciclo di isteresi*, che non ha assolutamente ricalcato il tratto di curva di prima magnetizzazione.

L'area racchiusa da tale ciclo rappresenta appunto la potenza che il generatore deve spendere per vincere le reazioni inerziali già citate.

Relazioni di fase fra I e V in una induttanza

La reciprocità esistente fra i comportamenti di capacità e induttanza vale anche per quanto concerne le relazioni di fase che esistono fra la tensione ai capi di una induttanza e la corrente che tale induttanza attraversa.

Infatti la f.e.m. di autoinduzione che si localizza ai capi di una induttanza (se vogliamo, a causa della sua reattanza) è sfasata in anticipo di 90° (o 1/4 di ciclo) rispetto alla corrente che la percorre.

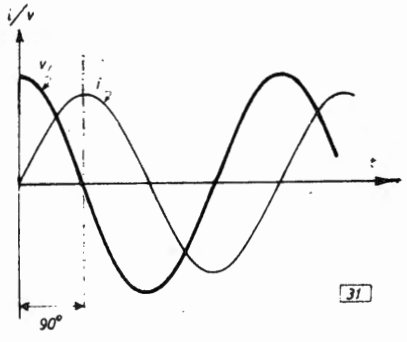


Fig. 31 - Sfasamento fra I e V causato da una induttanza

Tale comportamento è naturalmente giustificato dall'andamento fisico del fenomeno; sappiamo infatti che in una induttanza si ha il massimo della corrente solo quando la tensione ai capi, cioè la f.e.m. di autoinduzione, si riduce a zero e viceversa.

Pure qui il comportamento descritto è rigorosamente vero solo nel caso ideale di induttore perfetto.

IMPEDENZA E LEGGE DI OHM IN C.A.

Si è visto a suo tempo come le reattanze induttiva e capacitiva abbiano effetti esattamente opposti sulle relazioni di fase fra corrente e tensione nei circuiti in cui sono localizzate induttanze e capacità.

Di conseguenza, nei circuiti in cui queste sono contemporaneamente inserite, l'effetto delle rispettive reattanze tende a neutralizzarsi.

È per questo che l'effetto reattivo combinato di una capacità e di una induttanza, vale a dire la reattanza totale, è espresso dalla formula:

$$X_T = X_L - X_C$$

Si è anche visto come le reattanze introducano degli sfasamenti fra tensione applicata e corrente che scorre, sfasamenti che, nel caso di pura capacità o induttanza, sono esattamente di 90°; una resistenza pura invece, non manifestando alcun carattere reattivo, non introduce assolutamente alcuna rotazione di fase.

Risulta così facile intuire come la corrente in un circuito complesso non dipende semplicemente dalla somma della resistenza con la reattanza.

In effetti la legge che esprime il comportamento ed i valori di tensioni e correnti all'interno di circuiti in cui sono contemporaneamente presenti elementi reattivi e resistivi, è più complessa che non nel caso già visto di resistenze sole.

Esaminiamo il comportamento del circuito elementare di fig. 32 in cui siano conglobati i tre parametri essenziali, cioè resistenza, capacità e induttanza.

Applicando a questo circuito una tensione alternata V, sorgerà in esso una corrente I che, sempre in analogia con la legge di Ohm, potremo questa volta scrivere:

$$I = \frac{V}{Z}$$

In questa relazione Z esprime la reazione complessiva che i tre elementi di cui sopra offrono al passaggio della corrente I, ed è chiamata *impedenza*.

Questo termine congloba tutti gli impedimenti, cioè gli effetti reattivi e resistivi, che sono presenti in un circuito percorso da corrente alternata.

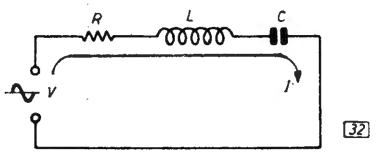


Fig. 32 - Circuito con RLC in serie.

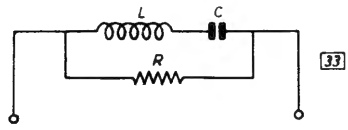


Fig. 33 - Circuito con R e X in parallelo.

Esso si misura in Ohm, e si può dimostrare che nel caso della fig. 32 il suo valore è dato da:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_T^2} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Dunque, l'espressione della legge di Ohm enunciata a suo tempo per le correnti continue vale, opportunamente interpretata, anche per le correnti alternate.

La controprova discende dalla considerazione che, se $X = 0$ (come lo è per le correnti continue), $Z = R$, e si ritorna quindi alla primitiva espressione.

Nel caso si abbia invece a che fare con un circuito R e X in parallelo, di un circuito cioè come quello di fig. 33, il valore di impedenza è dato da:

$$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

In ogni caso la *legge di Ohm* valida *per le correnti alternate*, resta quella più sopra vista, che può essere scritta

$$V = Z\,I$$

Esempio di applicazione

Si voglia determinare la corrente che scorre nel circuito di fig. 32, quando:

$$V = 250\,V \qquad R = 50\,\Omega \qquad f = 50\,Hz$$

$$L = 500\,mH \qquad C = 10\,\mu F$$

Si determinino innanzi tutto i valori delle reattanze:

$$X_L = 2\pi fL = 6{,}28 \times 50 \times 0{,}5 = 157\,\Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{6{,}28 \times 50 \times 10 \times 10^{-6}} = 318\,\Omega$$

L'impedenza risulta allora essere:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{50^2 + (157 - 318)^2} = 168\,\Omega$$

Sarà cioè: $I = V/Z = 250/168 = 1{,}49\,A$

Effetto Pelle

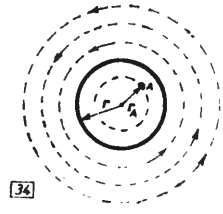
Occorre ancora aggiungere un ulteriore fenomeno che, in determinate condizioni, si oppone al passaggio delle correnti alternate, e questo è l'*effetto pelle.*

Esso discende dal fatto che la resistenza effettiva di un conduttore, quando esso è percorso da una corrente alternata di frequenza elevata, è maggiore che non nel caso della corrente continua, e tanto lo è quanto più è alta la frequenza.

Ciò accade in quanto il campo magnetico presente, generato dalla corrente, agisce, sulla corrente stessa, in modo tale da allontanarla dalla sezione.

Cerchiamo di renderci conto del meccanismo di tale fenomeno.

Fig. 34 - Linee di flusso attorno ad un conduttore percorso da corrente.



La fig. 34 rappresenta la sezione di un conduttore; la corrente alternata che lo percorre genera un campo magnetico le cui linee di flusso circondano il conduttore stesso.

Ma il flusso generato dalla corrente non è solo quello segnato esternamente al conduttore; una parte di esso si svolge infatti anche all'interno dello stesso.

Se allora consideriamo un elemento di superficie A, esso sarà interessato dalla porzio-

nene di flusso generata dalla corrente che passa attraverso la sezione di raggio r_A, dal flusso cioè esterno alla superficie avente tale raggio.

Invece un elemento di conduttore situato verso il centro è abbracciato da un flusso ben maggiore di un identico elemento situato presso la superficie esterna, ed esattamente dal flusso che attraversa l'intera sezione.

Dunque l'induttanza che caratterizza l'elemento centrale di superficie è ben maggiore di quella che caratterizza un elemento periferico; la corrente alternata, incontrando quindi verso il centro una reattanza molto elevata, preferisce attraversare il conduttore distribuendosi sulla sua fascia periferica e sulla superficie esterna.

Essendo per questo motivo la sezione effettivamente sfruttata molto inferiore a quella totale, la resistenza incontrata ne è sensibilmente aumentata.

Di qui la necessità che, a frequenze alte, siano usati conduttori di diametro opportunamente elevato, onde aumentare la zona esterna della sezione, che praticamente è la sola ad essere attraversata dalla corrente. Per limitare cioè l'effetto di questo fenomeno occorre minimizzare la resistenza offerta dal conduttore nella sua zona più esterna.

POTENZE

Già si è visto, nell'analoga trattazione riferentesi alle correnti continue, che in un circuito elettrico la potenza vale il prodotto della tensione per l'intensità di corrente.

Nel caso di corrente alternata (che si suppone sempre sinusoidale) i due fattori tensione e corrente variano continuamente ed inoltre possono non essere in fase fra di loro.

Non vi è dubbio che il prodotto fra i valori che, in un determinato istante, assumono la corrente e la tensione ci dà la misura di una potenza, espressa dalla relazione:

$$p = v \cdot i$$

È questa la *potenza istantanea* (le lettere minuscole indicano appunto, per convenzione, che si tratta dei valori assunti in ciascun istante considerato).

Tale grandezza tuttavia è di scarsa utilità pratica, per la sua continua variabilità nel tempo.

Per valutare la potenza in gioco in un circuito funzionante in corrente alternata occorre quindi estendere la determinazione all'insieme di tutti i valori istantanei possibili, vale a dire all'intero periodo.

Si può, per esempio, fare il prodotto dei valori efficaci, scrivere cioè che la potenza è uguale a V I, in analogia a quanto fatto per le correnti continue.

Ed in effetti tale formula è validissima per determinare ed esprimere la potenza in gioco per circuiti in corrente alternata, solamente però nel caso che non esista alcuno sfasamento fra I e V.

Questo fatto tuttavia, verificandosi quando in circuito esistano solamente resistenze, non è molto frequente, anzi generalmente un certo sfasamento fra I e V esiste, poichè gli elementi circuitali sono spesso anche reattivi.

Se addirittura V ed I sono tensione e corrente su di una capacità o induttanza ideali, non essendovi nel loro circuito alcun elemento resistivo su cui possa venire dissipata potenza, essendo cioè come già visto tensione e corrente in quadratura, il semplice prodotto V I non riveste un significato fisico ben preciso, non giustifica cioè un apporto di energia in qualche modo dissipata o utilizzata, ma costituisce un semplice riferimento convenzionale.

In ogni caso allora, per tenere anche conto delle esistenti relazioni di fase, la potenza effettivamente in gioco nel circuito considerato va espressa tramite il prodotto VI cos φ, nel quale φ rappresenta lo sfasamento esistente fra le due grandezze alternate I e V.

Possiamo verificare l'esatta rispondenza di questa espressione in due casi limiti.

Per sfasamento nullo, cioè carico puramente resistivo (cioè $\varphi = 0$), abbiamo cos $\varphi = 1$, e quindi si ritorna alla potenza espressa dal prodotto VI, come visto più sopra.

Per sfasamento di 90°, essendo cos $\varphi = 0$, l'espressione della potenza diventa uguale a zero, il che corrisponde al fatto (sopra accennato) che quando il circuito comprende solo una reattanza pura (induttiva o capacitiva che sia), la corrente, che in tal caso circola in quadratura (rispettivamente in ritardo o in anticipo sulla tensione), non è associata ad alcuna potenza dissipata o fornita utilmente, e si dice in tal caso « svattata ».

Riepilogando allora quanto sin qui detto, al prodotto VI si dà il nome di *potenza apparente*, e si indica con

$$P_a = V I$$

al prodotto V I cos φ si dà il nome di *potenza reale* o *attiva*, e si indica con

$$P = V I \cos \varphi$$

Al coefficiente cos φ, che così risulta anche definito dall'espressione

$$\cos \varphi = \frac{P}{P_a}$$

si dà il nome di *fattore di potenza.*

Nel caso limite, già esaminato, in cui è φ uguale a 90°, cioè circuito con pura reattanza, la P_a si chiama *potenza reattiva.*

Infine, nei casi intermedi, cioè per sfasamenti compresi fra 0 e 90°, la $P_a = V I$ risulta ovviamente scindibile in due componenti: una, espressa da VI cos φ, che costituisce la componente attiva, e l'altra, la rimanente, naturalmente espressa da (V I — V I cos φ), che costituisce la componente reattiva.

L'unità di misura della potenza in corrente alternata è sempre naturalmente il WATT; nel caso però della potenza apparente, che in sostanza indica quale potrebbe essere la potenza reale se la corrente fosse in fase con la tensione, si usa di preferenza l'indicazione Volt-Ampere (abbreviata in VA).

La componente reattiva della potenza apparente viene allora misurata in VoltAmpere reattivi (cioè VAR).

Nella normalità dei casi, vale a dire poi sulle reti di distribuzione dell'energia elettrica, gli sfasamenti esistenti sono causati da forti carichi induttivi (per es. motori elettrici) applicati alla stessa; introducendo in parallelo alla rete delle opportune capacità, lo sfasamento da esse introdotto è di senso opposto a quello induttivo preesistente, cosicchè si può avere la compensazione dello stesso e di conseguenza il cosiddetto « rifasamento » del carico.

Tutto ciò in quanto è necessario non arrivare a valori troppo bassi di cos φ, perchè questo porterebbe, a parità di potenza attiva, a valori inutilmente elevati della corrente circolante nella linea di distribuzione, con ovvie nonchè indesiderabili perdite.

Esempio di calcolo di cos φ

Si abbia, inserito sulla rete a tensione V = 220 V, un carico costituito da una resistenza R = 150 Ω e da una induttanza avente reattanza X_L = 100 Ω.

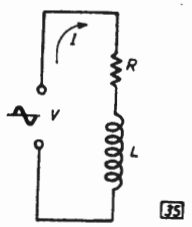


Fig. 35 - Carico resistivo-induttivo sul generatore in c.a.

L'impedenza risultante sarà:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{150^2 + 100^2} = 180\,\Omega$$

Quindi la corrente in circuito vale:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{220}{180} = 1{,}22\ A$$

La potenza reale, poichè in questo caso l'unico elemento dissipativo è la resistenza R, sarà data ovviamente da:

$$P = I^2 R = 1{,}22^2 \times 150 = 224\ VA$$

La potenza apparente è invece:

$$P_a = V I = 220 \times 1{,}22 = 269\ V A$$

Sara quindi

$$\cos \varphi = \frac{P}{P_a} = \frac{224}{269} = 0{,}83$$

PERDITE E CIRCUITI EQUIVALENTI

Come già a suo tempo è stato accennato nelle singole trattazioni, sia i condensatori che le induttanze reali sono caratterizzati da perdite ben definite e spesso per niente trascurabili.

Tali perdite sono esprimibili globalmente mediante il *fattore di perdita*, che consente di valutare la potenza dissipata quando il componente in esame è percorso da corrente.

Per studiarne l'effetto si può pensare di avere a che fare con un induttore o con un condensatore (di uguale induttanza o capacità di quello in esame) ideali, del cui circuito faccia parte una resistenza pura, di valore tale che su di essa venga dissipata (per effetto Joule) la stessa potenza che com-

plessivamente va perduta per le varie cause già specificate.

Limitando, poichè di maggior interesse nella pratica, la trattazione al caso capacitivo, ne risulta così il circuito di fig. 36 che, equivalendo, agli effetti dissipativi, a quello reale, viene appunto detto *circuito equivalente.*

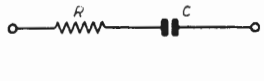


Fig. 36 - Circuito equivalente di un condensatore reale.

La corrente che circola entro il condensatore dà luogo ad una caduta di tensione su R, al che corrisponde appunto una potenza dissipata, in genere piuttosto piccola, comunque non trascurabile.

Ricordando allora quanto detto a proposito delle potenze, ed in particolare la formula

$$P = V I \cos \varphi$$

poichè P assume in questo caso un valore diverso da zero, evidentemente cos φ non sarà più zero, cioè φ non sarà più esattamente 90°, bensì qualcosa in meno.

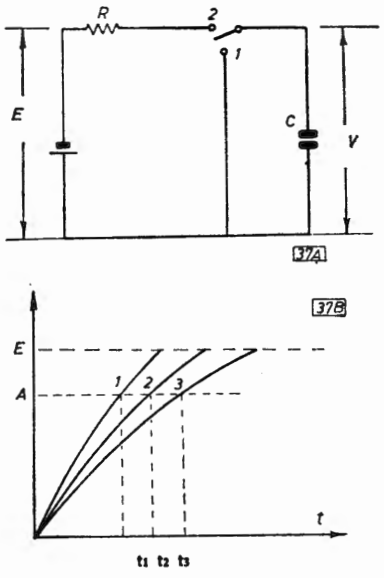
Da qui la definizione del già introdotto *angolo di perdita,* in quanto l'effetto della resistenza complessiva di perdita di un elemento reattivo reale consiste nel diminuire, in modo più o meno sensibile, l'angolo di sfasamento, che nel caso ideale è di 90°, fra tensione e corrente in tale circuito reattivo.

Ritornando all'esempio del condensatore, quanto più l'angolo di perdita è sensibile tanto minore dell'unità è il cos φ, anche in questo caso, sebbene impropriamente, detto fattore di potenza (cioè più lontano risulta essere φ dai 90° ideali) e quindi tanto peggiore è la qualità del condensatore.

COSTANTE DI TEMPO

Sappiamo dalle precedenti singole trattazioni che occorre un certo intervallo di tempo prima che fra le armature di un condensatore sia interamente localizzata tutta la tensione fornita dal generatore applicato ai suoi capi; analogamente la corrente che percorre un induttore impiega un certo tempo

Fig. 37 - Circuito di prova della costante di tempo RC. - Curve di carica di un circuito RC.



prima di raggiungere il suo valore massimo di regime; in ogni caso cioè passa un certo tempo prima che sia raggiunto l'equilibrio.

In ambedue i casi tale fenomeno è riconducibile al valore, piccolo quanto si vuole ma mai nullo, della resistenza di perdita dovuta ai vari fattori esaminati, nonchè alla inevitabile resistenza interna del generatore che è applicato al componente reattivo in esame.

Ricaviamo quindi i tempi di carica e scarica di una capacità e di una induttanza che abbiano in serie una generica resistenza, che può essere applicata dall'esterno, ma che in ogni caso congloba le resistenze di perdita del componente ed interna del generatore.

La trattazione viene, per semplicità, scissa nei due casi singoli.

Circuito RC

Riferendoci allo schema di fig. 37, si osservi innanzi tutto che il deviatore, nella posizione 1, ci assicura che, all'inizio della prova, il condensatore sia completamente scarico.

Posto il deviatore in posizione 2, il condensatore comincia a caricarsi attraverso la resistenza R, che gli è posta in serie; questa si oppone al passaggio della corrente di carica ritardando, come noto il raggiungimento dello stato di regime.

I valori degli elementi in circuito siano tali da poter direttamente effettuare la misura del tempo impiegato da V a raggiungere una determinata percentuale della tensione E; se poi si provvede a variare o il valore di R o quello di C si vede che il tempo impiegato a raggiungere il valore di cui sopra varia in proporzione; si può inoltre osservare che se invece i valori di R e C vengono variati contemporaneamente e di quanto si vuole purchè il loro prodotto rimanga costante, il tempo impiegato per il raggiungimento del prefissato valore di V è sempre il medesimo.

Se quindi si effettua una serie di misure onde ricavare l'andamento della carica del condensatore, e se tale andamento si riporta su un diagramma, per ogni valore di R o di C si avrà una curva diversa, che sarà però caratteristica di un certo valore del prodotto R C.

In fig. 37 sono riportate tre curve di carica, ottenute cioè per tre diversi prodotti R C; la curva 3 è quella che ha il prodotto R C maggiore, ed è così maggiore il tempo impiegato dal condensatore (t_3) a raggiungere la percentuale A della tensione di batteria; la curva 1 ha il valore di R C più basso, ed infatti la sua pendenza è più accentuata ed il tempo impiegato a raggiungere A (t_1) è il minimo.

Si vede così come i tempi di carica siano strettamente legati al prodotto R C; ed infatti il rapporto fra t ed R C è uguale ad una costante, secondo le relazioni:

$$\frac{t_1}{(RC)_1} = \frac{t_2}{(RC)_2} = \frac{t_3}{(RC)_3} = K$$

Esiste un particolare valore di A, cioè della frazione di tensione di batteria che si vuol raggiungere, per il quale la costante cui ora si è accennato diventa uguale a 1, ed allora in tal caso è:

$$t = R\,C$$

È per questi motivi che il prodotto R C prende il nome di *costante di tempo*, ed il particolare valore di A è pari al 63% della tensione E.

Si può anche dimostrare che quando R è espresso in Ohm e C in Farad, il prodotto R C (come ovvio dalla formula) si misura in secondi.

Riepilogando quindi, la costante di tempo rappresenta il tempo impiegato da un condensatore a caricarsi attraverso una resistenza (è cioè il valore del prodotto R C) al 63% della tensione di alimentazione; più elevato è il valore di R C, meno ripida è la curva di carica, vale a dire che più lungo è il tempo necessario affinchè la tensione ai capi del condensatore raggiunga il valore richiesto.

La trattazione sperimentale ed intuitiva finora svolta è naturalmente convalidata dallo studio matematico del fenomeno, che ora sarà brevemente accennato.

I valori successivamente assunti dalla tensione ai capi del condensatore, cioè i diversi punti delle curve di carica, sono espressi, istante per istante, dalla formula:

$$v = E\left(1 - 2{,}71^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

nella quale t è il tempo trascorso dalla chiusura del tasto (posizione 2) all'istante considerato.

Risolvendo questa formula nell'istante t = R C, il termine entro la parentesi diventa uguale a 0,63, cioè, espresso in percentuale, proprio quel 63% già visto.

Ciò appunto conferma che la tensione V è giunta al 63% di E in un intervallo di tempo pari ad R C, o meglio che in ogni intervallo pari alla costante di tempo, V aumenta del 63% rispetto al valore ancora da raggiungere.

Il tempo necessario perchè V diventi uguale ad E è infinito (fatto convalidato dalla teoria); in pratica il tempo considerato è ben più breve.

Infatti dopo un tempo pari a 3RC, V è già il 95% di E, e poco oltre il valore di V è già infinitamente vicino ad E.

Tutto quanto detto in questo paragrafo vale naturalmente, e salvo le debite inversioni, per la scarica dei circuiti R C.

Circuito R L

La trattazione di questo caso, nonchè i risultati conseguenti, sono perfettamente paralleli a quelli ora visti.

Il circuito è ovviamente quello di fig. 38, per il quale valgono le stesse considerazioni già fatte sull'effetto dei fattori di perdita.

In tal caso è la corrente I, per effetto dell'autoinduzione, a trovare ostacolo, e quindi a subire ritardo, nell'istaurarsi del valore di regime.

L'andamento dello scorrere della corrente entro L, riportato in diagramma, è perfetta-

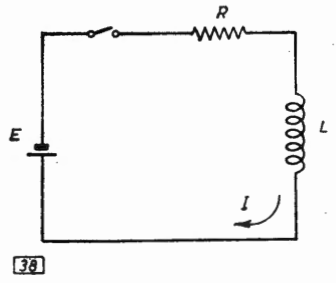


Fig. 38 - Circuito di prova della costante di tempo L/R.

mente identico a quello della fig. 37, salvo appunto avere I invece di E.

Ora però le varie curve sono caratteristiche del rapporto L/R, che è la costante di tempo per i circuiti induttivi.

Essa quindi rappresenta qui il tempo impiegato dalla corrente I a raggiungere il 63% del valore massimo di regime, oppure il 63% del valore che ancora deve assumere per raggiungere tale massimo; L/R si misura in secondi quando R è espresso in Ohm ed L in Henry.

Per l'esame rigoroso del fenomeno, i vari valori di I, cioè i vari punti della curva ad L/R costante, sono espressi dalla:

$$i = \frac{E}{R}\left(1 - 2{,}71^{-\frac{t}{L/R}}\right)$$

con ragionamenti perfettamente analoghi a quelli del paragrafo precedente.

TRASFORMATORI

Ricordando quanto detto a proposito della mutua induzione, se si ha un induttore percorso da corrente alternata, un secondo induttore, posto nelle vicinanze del primo ed in modo da concatenarsi con le linee di flusso generate da questo, diventa sede di una f.e.m. indotta, localizzata ai suoi capi.

Applicando ai capi del secondo induttore un carico resistivo, esso sarà allora percorso da una corrente alternata, che, istante per istante, si oppone a quella del primo e ne è quindi in opposizione di fase (in conseguenza della legge di Lenz), ma ha comunque andamento legato a quello di quest'ultima.

Quindi l'aver fatto quanto ora descritto significa aver effettuato, sul suddetto carico applicato, un trasferimento di potenza a spese del generatore.

I due induttori così accoppiati costituiscono quello che si chiama un *trasformatore;* quello collegato al generatore è l'avvolgimento *primario,* quello collegato al carico è l'avvolgimento *secondario.*

Se quindi, ai capi del primario, si applica un generatore di f.e.m. alternata, l'avvolgimento sarà attraversato da una corrente (fornita dal generatore stesso) più o meno elevata, a seconda che sia più o meno elevata la corrente che scorre nell'avvolgimento secondario per effetto del carico applicato.

Il nome di trasformatore deriva dal fatto che, a seconda del modo con cui sono realizzati (ed accoppiati) i due avvolgimenti, i valori di tensione e corrente che caratterizzano il primario, nel secondario possono essere trasferiti e trasformati secondo rapporti diversi.

Un trasformatore è cioè un dispositivo che serve a trasferire, dal primario al secondario integralmente (a parte le inevitabili perdite di rendimento), un certo ammontare di potenza, cioè un certo prodotto VI, che nel trasferimento resta costante pur variandone i singoli termini V ed I, a seconda della sua struttura fisica ed in funzione dei carichi applicati.

Normalmente, un trasformatore si realizza mediante due solenoidi, avvolti affiancati, allineati o addirittura sovrapposti, e gli avvolgimenti possono essere effettuati su uno strato solo o a più strati (rocchetti).

Tali avvolgimenti, in genere effettuati ed ancorati su un opportuno supporto isolante, possono, in molti casi, avere, entro il suddetto supporto isolante, un nucleo di materiale magnetico, fisso oppure mobile.

La rappresentazione grafica è quella di fig. 39.

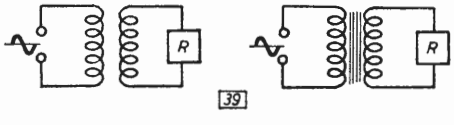


Fig. 39 - Rappresentazione grafica di trasformatori senza e con nucleo magnetico

Al primo tipo appartengono quasi esclusivamente i trasformatori per alte frequenze, in quanto, anche con un numero limitato di spire e dimensioni ridotte, si possono ottenere reattanze elevate (appunto per il valore delle frequenze in gioco); inoltre, a tali frequenze, eventuali materiali magnetici inseriti possono avere, per i motivi a suo tempo indicati, perdite rilevanti, il che ne limita un po' l'impiego.

Invece, quando si lavora a frequenze industriali o ad audio frequenze, gli avvolgimenti primario e secondario (in genere strettamente accoppiati e comunque disposti a strati uno sull'altro) sono avvolti su un nucleo di materiale ferromagnetico (come rappresentato nel secondo tipo), onde ottenere induttanze sufficientemente elevate senza averne, come controparte, dimensioni proibitive.

Rapporto di trasformazione

Le considerazioni e le relazioni che seguono sono valide se riferite ad un trasformatore ideale, nel quale cioè tutte le linee di flusso dal primario si concatenino con ognuna delle spire del secondario ed inoltre gli avvolgimenti abbiano resistenza nulla; nella realtà comunque esse sono valide con sufficiente approssimazione, specie in riferimento alla seconda categoria di trasformatori sopra esaminata.

In ogni caso, per un trasformatore ideale, fra tensione primaria e tensione secondaria vi è lo stesso rapporto che esiste fra il numero di spire dei due avvolgimenti, come indicato in fig. 40.

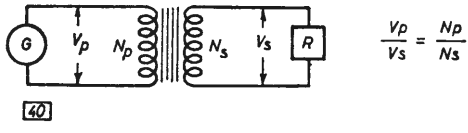


Fig. 40 - Rapporto di trasformazione spire/tensione.

Il rapporto Np/Ns si indica con n e si chiama *rapporto di trasformazione.*

In pratica non si ha mai accoppiamento unitario fra i due avvolgimenti, in quanto una parte più o meno piccola del flusso magnetico uscente dal primario non si concatena col secondario, causando il cosiddetto *flusso disperso;* il rapporto ora enunciato è allora esatto a meno di qualche percento.

Secondo quanto si è già affermato, che cioè il trasformatore serve a variare i rapporti fra tensioni e correnti, ma non il loro prodotto, cioè la potenza che ovviamente, salvo le perdite, resta invariata nel trasferimento da primario a secondario, discende allora che, analogamente a quanto visto per le tensioni, il rapporto di trasformazione vale anche per le correnti ma naturalmente in modo inverso, come risulta dalla fig. 41.

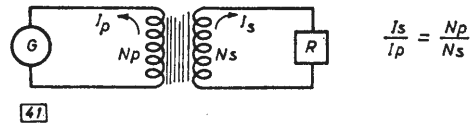


Fig. 41 - Rapporto di trasformazione spire/corrente.

Dire che un trasformatore serve a variare dei rapporti fra tensioni e correnti è lo stesso che dire che esso serve a variare delle impedenze.

Si abbia infatti un trasformatore, con rapporto di trasformazione n, il cui primario sia collegato ad un generatore ed il secondario ad opportuno carico.

Se Vs è la tensione che, proveniente dal generatore, è applicata al carico ed Is è la corrente da esso assorbita, il rapporto Vs/Is coincide ovviamente con il valore di impedenza Zs con cui è stato caricato il secondario.

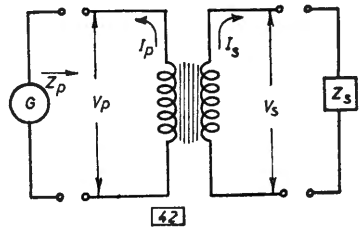


Fig. 42 - Rapporto di impedenze.

Legati a questi parametri secondo le relazioni:

$$Vs = Vp/n \qquad Is = n\ Ip$$

si avranno nel primario una tensione Vp ed una corrente Ip, conseguenza dei quali è che tutto avviene come se il generatore fosse caricato direttamente con un carico avente impedenza pari a

$$Zp = Vp/Ip.$$

Esprimendo i parametri del secondario in funzione di quelli del primario, si avrà:

$$Zs = \frac{Vs}{Is} = \frac{Vp}{nnIp} = \frac{Zp}{n^2}$$

cioè: $Zp = n^2\ Zs$ e quindi anche:

$$n = \sqrt{\frac{Zp}{Zs}}$$

Vale a dire che un carico applicato al secondario ed avente una certa impedenza, viene trasformato (se naturalmente n è diverso da 1) in un carico, considerato direttamente applicato al primario, di valore diverso di impedenza, ed esattamente moltiplicato per un numero di volte pari al quadrato del rapporto fra le spire.

In altre parole il primario « vede » riflesso un carico che dipende dall'impedenza del carico reale e dal rapporto di trasformazione.

A titolo di esempio supponiamo di applicare, al primario di un trasformatore che abbia n = 2, una tensione di 100 V e che, in conseguenza di ciò, in esso scorra una corrente di 100 mA.

La tensione secondaria sarà allora:

$$Vs = Vp/n = 100/2 = 50\ V$$

La corrente secondaria sarà:

$$Is = nIp = 2 \times 100 = 200\ mA$$

L'impedenza primaria essendo:

$$Zp = Vp/Ip = 100/0{,}1 = 1.000\ ohm$$

quella secondaria sarà:

$$Zs = Zp/n^2 = 1000/4 = 250\ ohm$$

come risulta confermato da:

$$Zs = Vs/Is = 50/0{,}2 = 250\ ohm$$

Autotrasformatore

Le relazioni e considerazioni precedenti restano perfettamente valide anche se il carico, invece di essere applicato ad un avvolgimento separato da quello che è collegato al generatore, viene invece collegato ad una presa effettuata sul primario, che rimane quindi l'unico avvolgimento.

Tale dispositivo si chiama *autotrasformatore*.

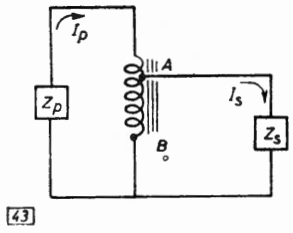


Fig. 43 - Autotrasformatore.

In fig. 43 è rappresentato il caso in cui l'impedenza del circuito primario sia maggiore di quella del secondario, sia cioè necessaria ai capi di Zs una tensione inferiore a quella su Zp. Osservando il segno delle correnti primaria e secondaria entro l'avvolgimento, si vede come, essendo le due di senso opposto fra di loro, nella parte di avvolgimento comune, cioè nel tranco AB, circoli una corrente risultante I = Is — Ip.

Ciò si ripercuote sulla possibilità di un dimensionamento in certi casi sensibilmente più limitato che nel caso del trasformatore, in quanto viene ad essere diminuita la potenza che interessa tale tronco.

Cenno sui materiali magnetici

Come visto a suo tempo, per ovviare o quanto meno minimizzare le perdite per effetto Joule, i nuclei magnetici dei trasformatori per frequenze basse o industriali vengono normalmente realizzati con ferro laminato contenente silicio in qualche percento (inoltre questi lamierini risultano isolati fra loro).

Le più o meno buone caratteristiche dei normali lamierini per trasformatori possono

essere di molto migliorate sia usando materiali particolarmente pregiati sia mediante particolari trattamenti termici o meccanici.

Tuttavia, quando la frequenza di lavoro comincia a superare qualche decina di kHz, le perdite di tali lamierini diventano in ogni caso intollerabili; si ricorre allora all'uso di nuclei magnetici costituiti da polvere di ferro, amalgamata con impasti ceramici o resine isolanti e magari in lega con altri minerali (poliferro, ferroxcube, ecc.). Ciò facendo infatti si ottiene un nucleo di caratteristiche magnetiche ben precise, nel quale però le particelle di materiale magnetico sono isolate fra di loro, col che si riducono al minimo le correnti parassite. Questi tipi di materiali magnetici, nelle diverse gradazioni, danno buoni risultati finanche a molte migliaia di MHz.

STRUMENTI DI MISURA

Gli strumenti per mezzo dei quali si possono rilevare e misurare le grandezze che caratterizzano i segnali elettrici sono sempre costituiti da un sistema che traduce il parametro elettrico in esame (tensione o corrente) in una grandezza meccanica proporzionale (esempio tipico la rotazione di una lancetta o ago).

Secondo il sistema con cui viene effettuata questa traduzione, vengono suddivisi e classificati i vari tipi possibili di strumenti.

Strumenti elettromagnetici

Il funzionamento di tutti gli strumenti compresi in questa categoria (la più ampia) si basa sulle forze di attrazione o repulsione che si generano fra un materiale magnetico ed un avvolgimento percorso da una corrente, che è la grandezza da misurare o ad essa è proporzionale.

Il tipo più diffuso è lo strumento *a bobina mobile*, consistente essenzialmente in una bobinetta molto leggera, che può ruotare essendo imperniata con attrito minimo (su pietre dure o acciai speciali) e che è tenuta in tensione da mollette a spirale (le quali fungono contemporaneamente da adduttrici della corrente da misurare).

Tale bobina è poi inserita fra le espansioni polari di un magnete permanente (che in genere è circolare), ne è cioè immersa nel campo.

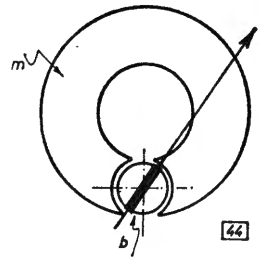


Fig. 44 - Strumento a bobina mobile.
m = magnete permanente
b = bobina mobile

La corrente da misurare percorre la bobina mobile creando un campo che in qualche modo contrasta con quello permanente preesistente; si origina cioè una forza (detta *ponderomotrice*) che fa ruotare la bobina, imprime cioè alla stessa una rotazione angolare che ha termine solo quando la reazione delle molle ha equilibrato tale forza.

Questa rotazione angolare, proporzionale alla corrente in oggetto, viene riportata su un quadrante opportunatamente graduato e tarato, come spostamento di una lancetta o indice solidalmente applicato alla bobina.

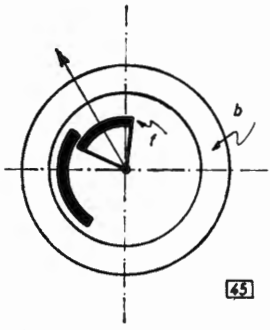
Per motivi dipendenti dal particolare tipo di struttura fisica, questi strumenti misurano solamente correnti continue.

L'altra classe importante fra gli strumenti elettromagnetici è quella degli strumenti *a ferro mobile*.

Essi in genere hanno la bobina (fissa) di dimensioni maggiori che nel caso precedente; all'interno di essa vi è una ancoretta metallica mobile, cui è fissato l'indice; quando la bobina è percorsa dalla corrente da misurare, per motivi analoghi a quelli del caso precedente, l'ancoretta si sposta e le rotazioni vengono riportate su un quadrante graduato.

La sagomatura particolare dell'altro ferro, fisso entro la bobina, serve ad ottenere un andamento della scala più o meno lineare.

Fig. 45 - Strumento a ferro mobile.
b = bobina fissa
f = ferro mobile



Questo tipo di strumenti misura indifferentemente le correnti continue ed alternate (ma solo per frequenze fino a poche migliaia di Hertz); essi però sono molto meno pregiati e precisi di quelli a bobina mobile.

Amperometri e voltmetri

In ogni caso risulta chiaro come gli strumenti ora descritti siano atti a misurare delle correnti, ed infatti vengono denominati *Amperometri*; ad ogni valore di corrente che scorre nel circuito in cui essi sono inseriti si ha una proporzionale indicazione sul quadrante graduato.

Per ogni strumento, in relazione alle sue caratteristiche costruttive, esiste un particolare valore di corrente che porta l'indice all'estremità in cui si ha il massimo della graduazione; tale valore di corrente, che caratterizza la massima elongazione permessa, cioè la più alta lettura possibile, è detto *di fondo scala.*

Poichè la bobina che viene percorsa dalla corrente da misurare è dotata di un valore ben preciso, e per niente trascurabile, di resistenza (date le sue piccole dimensioni e quindi il sottilissimo diametro del filo usato), ogni valore di questa corrente corrisponde, secondo la legge di Ohm, ad un relativo (anche se in genere piuttosto basso) valore di tensione ai capi della bobina stessa.

Quindi anche il valore di fondo scala può essere dato in V (o sottomultipli) anzichè in A (o sottomultipli).

Nel caso che, con un particolare strumento, si desiderino effettuare misure di corrente superiori al valore di fondo scala dello stesso, se ne voglia cioè aumentare la *portata*, basta porre in parallelo alla bobina (cioè, in ultima analisi, alla sua resistenza) una ulteriore resistenza, detta *shunt*, che fornisca un secòndo percorso alla corrente in gioco, onde entro la bobina passi solo la corrente da essa tollerata.

Il valore di questa resistenza aggiuntiva sarà in rapporto inverso all'aumento di portata richiesto.

Così facendo la caduta di tensione ai capi dell'insieme delle due resistenze in parallelo non supererà il valore che determina l'elongazione di fondo scala, anche se la corrente complessiva (cioè quella che si vuol misurare) è tale da superare questo valore.

In conseguenza di questa precisazione risulta facile intuire come si possa trasformare uno strumento misuratore di corrente, cioè un amperometro, in uno strumento misuratore di tensione, cioè un *voltmetro;* se infatti si pone in serie alla bobina dello strumento una resistenza di valore opportuno, applicando una tensione al circuito così ottenuto, lo stesso sarà percorso da una corrente che (in dipendenza della legge di Ohm) è direttamente proporzionale alla tensione da misurare, e quindi a questa direttamente proporzionale sarà anche l'indicazione dello strumento, la cui scala può allora essere tarata direttamente in **Volt.**

In pratica quindi la resistenza esterna posta in serie funge da divisore di tensione, onde ai capi della bobina si abbia al massimo una tensione pari a quella di fondo scala dello strumento.

Ovviamente, cambiando il valore delle resistenze esterne (in serie o in parallelo), variano anche i valori di tensione e corrente cui corrisponde la massima lettura (cioè il fondo scala) e si ottengono così diverse portate.

Tutto quanto detto finora vale per strumenti a bobina mobile, cioè per misure in corrente continua.

Nel caso di strumenti a ferro mobile, le nozioni date sono valide solamente se riferite (ancora) a correnti continue.

Qualora invece si debbano misurare correnti alternate il parametro di cui occorre tener conto non è più la resistenza, bensì l'impedenza. Essendo però questa variabile con la frequenza, ne consegue che le letture di tali strumenti sono sufficientemente attendibili solamente per bande molto ristrette di frequenza.

Si voglia ora, a titolo di esempio, disponendo di uno strumento avente 1 mA di fondo scala (I_1) e 100 Ohm di resistenza interna (r_i), realizzare un amperometro a corrente continua avente 200 mA f.s. (I_2) ed un volmetro, pure per corrente continua, da 300 V f.s. (V_2).

Per dimensionare la resistenza R_p che va posta in parallelo alla bobina onde ottenere il nuovo f.s., si può ragionare come segue: dovendo la tensione ai capi della bobina restare invariata con ambo i valori di corrente, l'effetto di R_p sarà quello di assorbire la quantità di corrente che eccede il valore I_1 tollerato dallo strumento, vale a dire che R_p sarà percorsa da $I_2 - I_1$; si avrà allora:

$$r_i \cdot I_1 = R_p \cdot (I_2 - I_1)$$

cioè:

$$R_p = \frac{r_i \cdot I_1}{I_2 - I_1} = \frac{100 \times 1}{199} = 0{,}5 \text{ Ohm}$$

(capita spesso che I_1, come in questo caso, sia trascurabile rispetto a I_2).

Il valore R_s di resistenza da porre in serie allo strumento usato come volmetro sarà quello che, aggiunto ad r_i farà scorrere una corrente pari al f.s.; si avrà cioè:

$$R_s = \frac{V_2}{I_1} - r_i = \frac{300}{1 \times 10^{-3}} = 300 \text{ k}\Omega$$

(quasi sempre r_i è trascurabile rispetto ad R_s e quindi non si mette in conto).

Ohmetri e altre misure

Sfruttando la legge di Ohm, è possibile pure effettuare la misura di resistenze incognite; se infatti, tramite una pila, viene fatta scorrere una corrente entro la resistenza incognita da misurare, nota la tensione della pila, la corrente è inversamente proporzionale alla resistenza e lo strumento può così avere la scala tarata direttamente in Ohm.

Esistono strumenti che incorporano tutte le possibilità di misura ora descritte, mediante opportune commutazioni; essi sono i cosiddetti *misuratori universali* o *tester*.

In tali apparecchi che, per motivi di precisione, sono equipaggiati con strumenti a bobina mobile, è sempre inserita la possibilità di misurare tensioni alternate, prerogativa che non è caratteristica di questa ultima classe di strumenti.

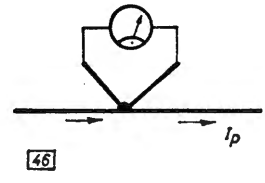
Si ricorre allora all'inserzione di un particolare dispositivo, detto *raddrizzatore*, che verrà a suo tempo esaminato, ma che sostanzialmente fornisce ai suoi terminali di uscita tensione in un solo senso, cioè continua, che può così essere misurata.

Tale tipo di misuratore dà però indicazioni attendibili solo fino a poche decine di kHz.

Amperometri a termocoppia

Quando si tratta di misurare correnti alternate a frequenze elevate, cioè dell'ordine dei MHz e delle decine di MHz, è necessario ricorrere ad un particolare dispositivo detto *pila termoelettrica* o *termocoppia*.

Essa è costituita da due fili sottili di metalli diversi saldati fra loro nonchè ad un terzo filo, che è quello percorso dalla corrente a radiofrequenza (come schematizzato in figura 46).



46

Fig. 46 - Amperometro a termocoppia.

La corrente I_p, per effetto Joule, riscalda il filo che percorre nonchè il punto di saldatura comune agli altri due fili; esiste un particolare fenomeno elettrico (appunto l'effetto termoelettrico) per il quale, se la giunzione comune dei due metalli diversi viene riscaldata, agli estremi liberi dei due metalli si può misurare una f.e.m., solitamente molto piccola, che determina nel circuito della termocoppia una corrente valutabile mediante un microamperometro a bobina mobile (si usa indicare con circuito primario il filo percorso dalla corrente da misurare, con circuito secondario quello comprendente la termocoppia e lo strumento).

Questa corrente (secondaria) risulta direttamente legata alla temperatura e quindi anche alla corrente primaria.

Per i motivi ora detti lo strumento è allora direttamente tarato in Ampere.

I valori di corrente che tali strumenti possono misurare vanno da poche centinaia di mA a molti A.

Wattmetri

Per quanto concerne la misura di potenze a frequenze industriali, la stessa viene effettuata tramite *Wattmetri*, consistenti di strumenti che contengono due equipaggi mobili, uno dei quali è attraversato dalla corrente che scorre in circuito e all'altro è applicata la tensione di linea.

La realizzazione degli stessi è tale che l'indicazione che ne consegue tiene conto degli effetti di ambedue i parametri, cosicchè essi indicano direttamente la potenza in gioco.

Tale tipo di misuratori però non è certamente il più interessante per la materia particolarmente trattata; infatti la misura di potenze di correnti alternate sia ad audiofrequenze che in particolare a radiofrequenze, può essere effettuata rilevando la corrente che attraversa una resistenza di valore noto (esistono per questo dei valori standard di riferimento) mediante una termocoppia.

Molto più normalmente però la determinazione viene effettuata misurando la tensione che si sviluppa ai capi del carico noto succitato (in genere resistivo); mediante le formule che legano la potenza con tensione, corrente e resistenza, si può tarare e leggere la scala direttamente in Watt.

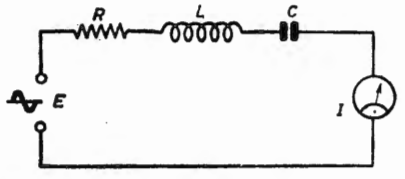
Radiotecnica

Circuiti risonanti

CIRCUITI RISONANTI SEMPLICI

Risonanza serie

Riprendiamo in esame il comportamento di un circuito avente R, L, C collegate in serie e realizzato come in fig. 47.



47

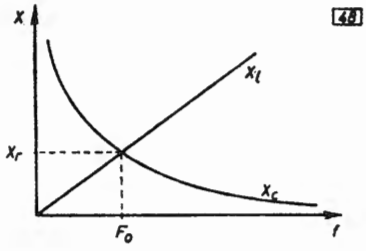
Fig. 47 - Circuito RLC serie.

Occorre in primo luogo ricordare che la R non è obbligatoriamente una resistenza effettivamente inserita in circuito, ma, più genericamente, essa congloba le parti resistive della impedenza di L e di C nonchè la inevitabile resistenza interna del generatore.

Sia questo un generatore di tensione alternata, la cui frequenza possa venir variata a piacimento; nel circuito è poi inserito un amperometro I onde leggere la corrente che ivi scorre.

Già è noto che le tensioni parziali ai capi di L e di C variano in senso opposto fra di loro col variare della frequenza; infatti V_l cresce con la frequenza mentre V_c diminuisce, esattamente come le rispettive reattanze.

In fig. 48 sono appunto riportati i rispettivi andamenti.



48

Fig. 48 - Andamento reattanza/frequenza.

Da tale diagramma risulta chiaro come, per un certo valore di frequenza, indicato con F_o, le due reattanze abbiano ugual valore X_r. Avendo inoltre X_l ed X_c senso opposto (ricordiamo che una L ed una C hanno la proprietà di introdurre sfasamenti opposti), il loro effetto si elide; vale a dire che, alla frequenza F_o, in seno al circuito di fig. 47 non c'è più alcuna grandezza che si opponga al passaggio della corrente, a limitare la quale rimane così solamente la resistenza R, come si può agevolmente verificare applicando la legge di Ohm in corrente alternata.

Essendo infatti $X_l = X_c$, ne consegue:

$$Z = \sqrt{R^2} = R$$

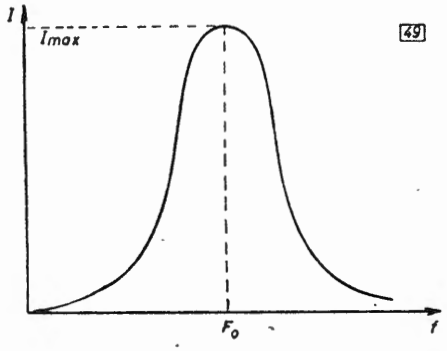
Si dice allora che il circuito è in *risonanza* ed F_o si chiama *frequenza di risonanza.*

Se vengono ora riportate in diagramma le varie letture effettuate mediante l'amperometro al variare della frequenza, si ha conferma

immediata di quanto detto, poichè si legge un valore I_{max} (più o meno accentuato) proprio in corrispondenza di F_o.

Sarà naturalmente: $I_{max} = \frac{E}{R}$

La curva di fig. 49 viene dominata *curva di risonanza*, (o anche di « risonanza di corrente »).



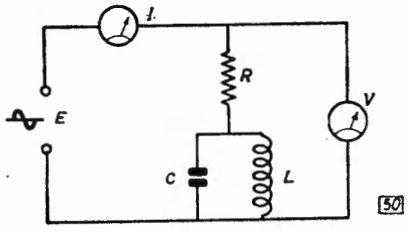
49

Fig. 49 - Curva di risonanza

La curva in oggetto, come sarà chiarito più oltre, con la sua « acutezza » più o meno accentuata, pone in evidenza l'attitudine di un circuito a selezionare, fra le altre frequenze ad esso applicate, la frequenza per la quale il circuito stesso è in risonanza.

Risonanza parallelo (o antirisonanza)

Si passi ora ad esaminare il comportamento del circuito di fig. 50, nel quale L e C sono collegate in parallelo.



50

Fig. 50 - Circuito RLC parallelo.

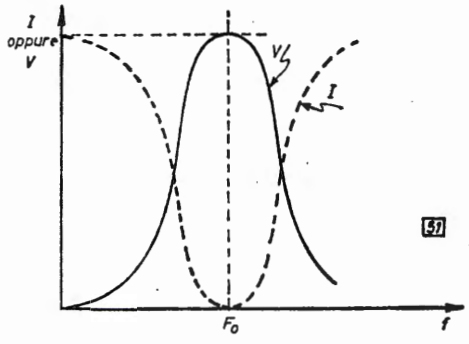
La resistenza R ha qui lo stesso significato che nei casi precedenti, quello cioè di conglobare i vari fattori di perdita; in ogni modo essa, in genere, è principalmente dovuta ad L, l'elemento che maggiormente può presentare perdite localizzate.

L'andamento della corrente rilevato da I è in questo caso completamente opposto a quello del circuito precedente.

Infatti alla frequenza di risonanza le due correnti che, prese a se stesse nonchè all'interno della maglia LC, hanno raggiunto un valore molto elevato, nel circuito esterno alla maglia, avendo esse valore pressochè uguale e senso opposto, si elidono quasi completamente, cosicchè l'amperometro indica una corrente minima.

Avviene cioè che le correnti I_c ed I_l, che passano rispettivamente nei rami C ed L, hanno valori che possono anche essere molto elevati ma che sono comunque uguali (trovandosi in condizioni di risonanza), ed hanno altresì i sensi di circolazione opposti; quindi l'effetto finale si manifesta con l'annullamento della corrente complessiva attraverso l'amperometro.

Ciò sta anche a significare che la maglia LC parallelo (contrariamente a quella LC serie) presenta un'impedenza elevatissima alla F_o; dire allora che l'impedenza della maglia, vista dall'esterno, è massima, oppure che massima è la corrente all'interno della stessa, equivale a dire che la tensione ai capi ha il suo massimo valore, cosa che è puntualmente verificata tramite il volmetro V.



51

Fig. 51 - Curve di risonanza parallelo.

In fig. 51 sono tracciati ambedue gli andamenti descritti, dal che si giustifica come, riferito alla curva di I (tratteggiata), il valore di F_o sia indicato col nome di *antirisonanza* (o anche « risonanza di tensione » se riferito alla curva di V).

Frequenza di risonanza

Il valore della frequenza alla quale un circuito LC risuona dipende esclusivamente dai valori di L e di C.

La formula che mette in relazione tali valori è:

$$F_o = \frac{1}{6.28\ \sqrt{LC}}$$

dove:

L = induttanza in H
C = capacità in F
F = frequenza in Hz

Più semplicemente tale formula si può scrivere:

$$F_o = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

dove:

L = induttanza in μH
C = capacità in pF
F = frequenza in MHz

Coefficiente di risonanza o « Q »

Un'altra conseguenza si può trarre dalle considerazioni dei paragrafi precedenti: essendo in caso di risonanza la corrente entro gli elementi L e C limitata solamente dalla R di perdita, se R è sufficientemente piccola (come quasi sempre lo è), le tensioni che di conseguenza si localizzano ai capi di L e di C, cioè sulle rispettive reattanze, singolarmente possono essere di valore molto più elevato della tensione E del generatore che alimenta il circuito.

Vale a dire che, alla risonanza, sia V_l che V_c possono essere molte decine, ed anche qualche centinaio di volte maggiori di E.

Il rapporto

$$\frac{V_c}{E} = \frac{V_l}{E}$$

definisce il *coefficiente di sovratensione.*

Esso viene più comunemente chiamato Q; la sua espressione più esatta è comunque:

$$Q = \frac{X}{R}$$

il rapporto cioè fra la reattanza dell'elemento e la resistenza globale di perdita.

Riferendoci alle curve di risonanza precedenti, l'andamento delle stesse è, per ovvii motivi, grandemente influenzato dalla R di perdita dei circuiti.

Più la R è grande, meno sentito è l'effetto di compensazione fra le reattanze e quindi meno sensibile è il cosiddetto « picco di risonanza ».

Riferendoci al Q, ciò allora sta a significare che, più esso è basso, più appiattita risulta la curva.

In fig. 52 la curva — a — ha evidentemente un Q molto superiore a quello della curva — b —.

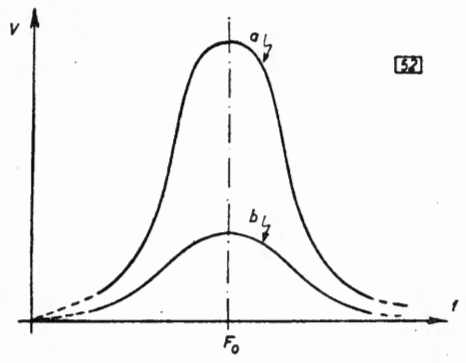


Fig. 52 - Variazione dell'acutezza di risonanza al variare del Q.

Il Q può essere definito e ricavato anche per via grafica.

Se infatti si considera la curva di risonanza di un circuito LC qualunque, la differenza fra le due frequenze, rispettivamente a destra ed a sinistra di F_o, per le quali la tensione o la corrente (a seconda si tratti di un circuito parallelo o serie) subisce una diminuzione del 30%, è detta, convenzionalmente, *larghezza di banda,* ed indicata con B.

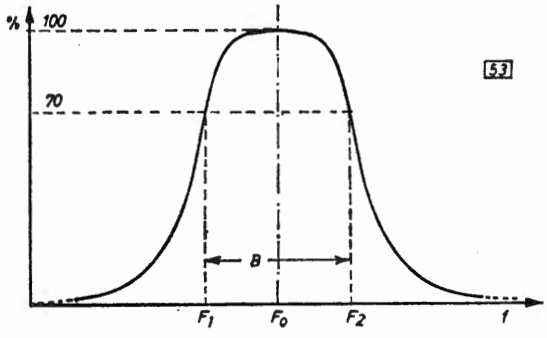
Questa definizione discende da considerazioni sulla potenza (i due punti citati corrispondono ad una diminuzione del 50% della potenza in gioco) e dipende dal fatto che si può ritenere che i valori della risposta (in tensione o in corrente) del circuito alle variazioni di frequenza siano accettabilmente costanti entro tali limiti.

Se quindi si indicano con F_1 ed F_2 i valori di frequenza cui corrisponde la suddetta diminuzione del 30% nella curva di risposta, la larghezza di banda B sarà uguale ad $F_2 - F_1$, come indicato in fig. 53.

Si può allora dimostrare che:

$$Q = \frac{F_o}{B}$$

Fig. 53 - Definizione grafica di B e di Q.



che cioè, come diventa intuitivo, la larghezza di banda è inversamente proporzionale al Q.

A titolo di esempio, siano rispettivamente, in fig. 53:

$F_o = 7000$ kHz $\quad F_1 = 6930$ kHz $\quad F_2 = 7070$

Sarà allora

$$B = F_2 - F_1 = 140 \text{ kHz}$$

$$Q = \frac{7000}{140} = 50$$

Q dei componenti e dei circuiti

È stato fin qui chiarito come la R di perdita, e quindi la qualità dei componenti inseriti in circuito, sia determinante agli effetti della larghezza di banda.

Già è stato accennato ai diversi fattori di perdita che caratterizzano gli induttori a seconda dei materiali usati, delle dimensioni degli stessi e delle frequenze in gioco.

Per tutti questi motivi il Q degli induttori difficilmente raggiunge e supera valori di qualche centinaio.

Per i condensatori invece la situazione è molto migliore, sia per le dimensioni sia per i materiali che è possibile impiegare; infatti il Q degli stessi è facilmente di molte centinaia o anche dell'ordine delle migliaia.

Considerando però un circuito risonante nel suo complesso, anche il circuito esterno può avere una grandissima influenza sulla larghezza di banda, in quanto esso pure può introdurre, in aggiunta ad R, degli elementi resistivi che aumentano il valore della R stessa e quindi la potenza su essa dissipata.

È opportuno, a questo punto, precisare che la resistenza R di perdita che nei paragrafi precedenti è stata introdotta ed inserita in serie ai circuiti LC, può anche essere considerata e posta in parallelo agli stessi, dopo averne opportunamente modificato il valore, ottenendosene di conseguenza (e naturalmente si potrebbe dimostrare) l'identico effetto: il nuovo valore sarà cioè tale da sviluppare la stessa potenza dissipata lasciando altresì inalterata la larghezza di banda.

Questa diversa schematizzazione risulta comoda nel caso del circuito risonante parallelo, che viene quindi ad avere tutti e tre i parametri RLC posti appunto in parallelo.

È così facile intuire che se alla R, di valore opportunamente elevato, considerata solo come derivante dai fattori di perdita di L (principalmente) e di C, si aggiunge in parallelo una ulteriore resistenza dall'esterno, in modo che il valore globale ne venga diminuito, l'effetto di « smorzamento » che ne consegue è più accentuato, cioè la compensazione delle due reattanze è molto meno sentita a motivo della presenza di questa nuova R.

In questa nuova rapresentazione, cioè con R in parallelo ad LC, la diminuzione di R provoca così una diminuzione di Q (l'aggiunta di una resistenza in parallelo rappresenta in altre parole una nuova via di perdita per il segnale).

Ricapitolando allora si può rappresentare un circuito LC risonante in serie come in fig. 54, nella quale la resistenza R ha un valore molto basso.

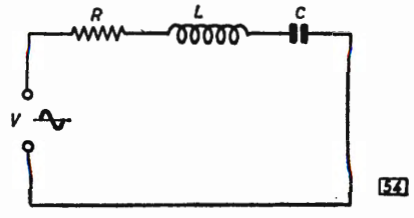
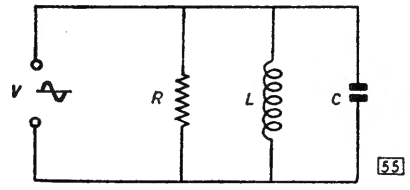


Fig. 54 - Circuito LC risonante in serie.

Invece un circuito LC risonante in parallelo si può rappresentare come in fig. 55, nella quale la resistenza R ha (in questo caso) un valore molto elevato.

Tale rappresentazione pratica ha rispondenza diretta con il comportamento dei circuiti se esaminati dal punto di vista delle impedenze: infatti il circuito serie presenta, alla frequenza di risonanza F_o, una impeden-

Fig. 55 - Circuito LC risonante in parallelo.



za minima; il circuito parallelo presenta invece, sempre alla F_o, impedenza massima.

È di uso comune chiamare i circuiti risonanti anche col nome di *circuiti accordati* (naturalmente alla F_o), ed anche chiamare l'acutezza di una curva di risonanza, cioè la attitudine di un circuito LC a selezionare, fra molte, la sua frequenza di risonanza o di accordo, col nome di *selettività.*

Rapporto L/C

Sappiamo ormai come la risonanza di un circuito LC si verifichi quando le due reattanze, induttiva e capacitiva, si eguagliano in valore assoluto.

Però, come risulta ovvio dalla formula che esprime F_o in funzione di L e C, esiste un numero infinito di coppie di valori (per L e C) che danno il medesimo valore di F_o.

Dalle nozioni finora date non emerge invece alcun sistema che indichi le modalità da seguire per scegliere, fra le infinite combinazioni di L e C, quella che eventualmente dia i migliori risultati per il particolare circuito in cui va inserita.

Infatti è facile intuire come debba esistere un legame fra l'impedenza del circuito complessivo in esame e le singole reattanze che gli elementi L e C presentano alla frequenza considerata; in via del tutto generica si può affermare che, nella normalità dei casi, le impedenze e reattanze summenzionate dovranno essere all'incirca dello stesso ordine di grandezza.

Occorre inoltre tener presente che il Q dei circuiti e dei componenti non è assolutamente costante con la frequenza, bensì varia con essa, ed in modo più o meno sensibile (basti per esempio pensare alle perdite dei materiali, che sono in buona parte funzione della frequenza di lavoro).

Esistono naturalmente dei criteri ben precisi che fissano la coppia L e C, determinano cioè in che rapporto debbano stare questi due valori, onde ottemperare alle particolari condizioni statiche del circuito e cioè: impedenza di carico, frequenza di lavoro, larghezza di banda, nonchè altre caratteristiche che vedremo più oltre.

Occorre tuttavia precisare che la trattazione di questi criteri è piuttosto raffinata e complessa, tanto da non permetterne l'esposizione in questa sede.

Ci limitiamo ad osservare, come verifica a quanto ora detto con procedimento intuitivo, che in un circuito risonante, essendo la L a determinare il Q dello stesso, si avrà:

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R}$$

Poichè alla frequenza di risonanza F_o si ha:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

sempre a tale frequenza sarà:

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

espressione (ottenuta combinando le due precedenti) che mette in luce uno degli aspetti fondamentali del problema, e cioè l'influenza del rapporto L/C sul Q.

Circuiti risonanti a costanti distribuite

I circuiti risonanti il cui comportamento è stato sin qui esaminato contenevano resistenze, capacità ed induttanze ben localizzate in punti particolari degli stessi, nonchè distinte e separate fra di loro; per questo motivo tali circuiti vengono chiamati: a *costanti concentrate.*

Ma in occasione della trattazione generale dei fenomeni elettrici, ognuno dei tre parametri fondamentali R, L e C è stato introdotto e definito ragionando su un semplice conduttore; vale a dire che ogni conduttore, o sistema di conduttori, presenta di per sè valori ben definiti di R, di L e di C, l'importanza e l'azione dei quali sui circuiti che ne sono dotati dipende solamente dal valore della frequenza in gioco.

Per esempio, una barra conduttrice di qual-

che centimetro di lunghezza e di qualche millimetro di diametro, posta ad una qualunque distanza da altri conduttori, se facente parte di un circuito percorso da una corrente alternata ad audiofrequenze o anche a frequenze di qualche centinaio di kHz, può considerarsi un semplice conduttore, affetto eventualmente da una piccolissima resistenza; ma se allo stesso circuito viene applicato un segnale avente frequenza pari a qualche centinaio di MHz, la piccola capacità e la altrettanto piccola induttanza proprie della barretta non sono più trascurabili ed addirittura può accadere che ad esse corrispondono reattanze uguali, cosicchè la barra in esame non si comporta più come un semplice conduttore, ma come un circuito risonante alla frequenza in gioco.

Diremo subito che tale circostanza si manifesta quando la dimensione del conduttore considerato è dello stesso ordine della lunghezza d'onda relativa alla frequenza di lavoro.

Si può giungere a queste affermazioni anche ragionando in altro modo.

Si supponga infatti di modificare un qualunque circuito LC risonante parallelo in modo da ridurre l'induttanza ad una sola spira e la capacità ai due reofori della spira stessa, che continuano affacciati (fig. 56); nessuno può negare che la spira sia affetta da una certa induttanza e che i due conduttori paralleli siano affetti da una certa capacità.

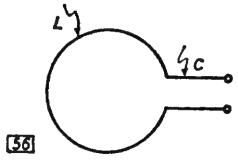


Fig. 56 - Circuito L C semplificato.

Allontanando allora i due estremi liberi, sia l'induttanza che la capacità continuano a diminuire; si arriverà al punto in cui il sistema si è ridotto ad un conduttore rettilineo; i due parametri L e C avranno raggiunto un valore minimo, comunque tale da risuonare su una frequenza senz'altro elevata, ma in ogni caso ben definita.

Ciò che mette conto di osservare subito è che L e C non sono più localizzati in posizioni particolari del conduttore, bensì si trovano distribuiti lungo esso; è per questo che tali tipi di circuiti risonanti si chiamano *a costanti distribuite.*

Ricapitolando quindi, a frequenze dell'ordine delle centinaia e migliaia di MHz, le combinazioni di L e di C necessarie per la risonanza vengono normalmente ottenute mediante queste linee a induttanza e capacità distribuite; esse possono essere realizzate sotto forma di linee doppie parallele o coassiali, o linee semplici affacciate ad altri conduttori: in ogni modo le rispettive lunghezze, distanze e diametri determinano esattamente i valori di L e di C, e quindi di F_o.

L'opportunità, e spesso addirittura la necessità, di usare questi circuiti a frequenze molto elevate è dettata da due esigenze fondamentali, nonchè ovvie:

1) i valori di L e C necessari per risuonare a tali frequenze sono molto bassi e spesso, quindi, non ottenibili con induttanze avvolte e condensatori convenzionali, comunque con parametri concentrati;

2) al crescere della frequenza crescono pressochè tutti i fattori di perdita, in particolare nelle induttanze avvolte con conduttori che, per forza di cose, non hanno sezioni molto elevate (da notare che l'effetto pelle, per conduttori avvolti, si risente maggiormente in quanto, analogamente all'andamento del fenomeno visto per un conduttore singolo, il campo esistente all'interno del solenoide contribuisce a far sì che la corrente scorra di preferenza nella parte più esterna dello stesso); tali motivi di perdita renderebbero il Q dei circuiti convenzionali troppo basso.

Queste linee parallele o coassiali, oltre che come circuiti accordati vengono usate, anche se in forme costruttive diverse e con differenti modalità di funzionamento, anche per trasferire a distanza segnali a frequenze elevate; il loro comportamento verrà esaminato trattando delle antenne.

Le peculiarità costruttive delle linee a costanti distribuite possono essere modificate e spinte fino a realizzare dei veri e propri tubi o scatole, le cui dimensioni sono tali che essi vengono eccitati da segnali a radiofrequenza la cui lunghezza d'onda è in particolari relazioni con le dimensioni; questi elementi che a tali frequenze (in genere molto alte) risuonano si indicano col nome di *cavità risonanti* oppure *guide d'onda.*

Effetto volano dei circuiti risonanti

Il fatto che in un circuito risonante la corrente percorra i due elementi L e C in senso opposto, secondo un ritmo oscillatorio che è quello legato alla frequenza di risonanza del circuito stesso (identica a quella del segnale ad esso applicato) significa in sostanza che l'energia posseduta globalmente dal circuito, perchè cedutagli dal generatore di segnale, passa alternativamente dal campo magnetico (dell'induttore) a quello elettrico (del condensatore) in modo tale che, quando essa è massima nel primo, è nulla nel secondo e viceversa.

Nei successivi passaggi dell'energia da L a C e da C ad L (e così di seguito), una parte di essa, ad ognuno di questi passaggi, viene trasformata in calore negli elementi dissipativi presenti in circuito (come già visto).

È chiaro allora che se non vi fosse il generatore a fornire continuamente l'energia che viene ad ogni passaggio dissipata, il fenomeno avrebbe ben presto fine, cioè i reciproci « travasi » andrebbero via via riducendosi di entità fino ad estinguersi totalmente, ossia le oscillazioni si « smorzerebbero ».

Se fosse possibile realizzare un circuito avente L e C ideali, cioè R = 0, una volta dato, tramite il generatore di segnale, un impulso a frequenza opportuna, il regime oscillatorio instauratosi all'interno del circuito LC potrebbe continuare indefinitamente anche dopo aver scollegato il generatore stesso; cioè l'energia da questo ceduta al circuito continuerebbe ad essere scambiata inalterata fra i campi di L e di C.

Naturalmente, nella realtà, la presenza ineluttabile di una R, anche piccola, fa sì che ogni regime oscillatorio di un circuito risonante si smorzi in un certo tempo una volta che si sia scollegato dallo stesso il generatore; cioè l'energia precedentemente immagazzinata continua per un tempo più o meno breve a venire scambiata, con identico ritmo, ma con intensità decrescente, fra L e C, fino a che essa venga tutta dissipata su R.

Ricorrendo ad un'intuitiva analogia meccanica, si può affermare che il circuito LC si comporta come un volano, il quale, una volta acquisita una certa energia, la tiene immagazzinata cedendola a poco a poco ad un dispositivo meccanico ad esso collegato, consentendogli così un prelievo uniforme di energia finchè non ne interviene un nuovo rifornimento al volano stesso.

Esso in definitiva consente di erogare un flusso continuo di energia da un generatore che la produce ad intervalli regolari, cioè in forma impulsiva.

Infatti se si mandano ad un circuito, risonante ad una frequenza F_o, degli impulsi, anche brevi, susseguentisi con ritmo pari a F_o, si potrà ottenere, ai capi del circuito, una tensione alternativa sinusoidale la cui ampiezza potrà ritenersi costante (per ambedue le semionde) se tra un impulso e l'altro la tensione che nasce dal regime oscillatorio così instauratosi si sarà smorzata di una quantità trascurabile.

Perchè ciò avvenga è evidente che gli elementi dissipativi dovranno essere ridotti al minimo possibile, il che val quanto dire che il Q del circuito in esame deve essere il più elevato possibile.

Il caso più tipico in cui l'effetto ora descritto, detto appunto *effetto volano*, viene sfruttato, è il ripristino di una delle due semionde di un segnale sinusoidale che sia stato applicato ad un dispositivo che tale semionda abbia, per un qualche motivo, eliminata.

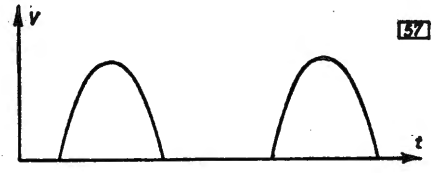


Fig. 57 - Forma d'onda senza circuito volano.

Se cioè, ad un opportuno circuito risonante viene applicato un segnale di forma uguale a quella di fig. 57, il segnale ottenuto all'uscita sarà all'incirca della forma di fig. 58.

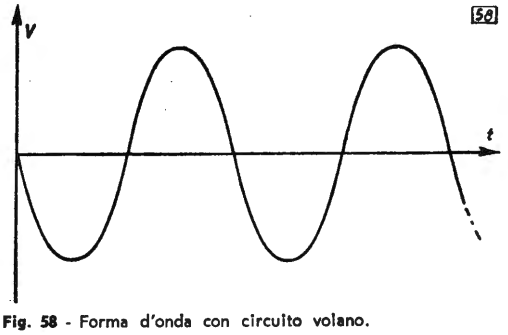


Fig. 58 - Forma d'onda con circuito volano.

In tale figura è evidente che si è supposto il Q del circuito molto elevato, in quanto la forma d'onda è stata ripristinata perfettamente.

L'applicazione di tale fenomeno viene comunque rimandata allo studio degli amplificatori in classe B e C.

CIRCUITI RISONANTI ACCOPPIATI

La funzione tipica di un circuito accordato è quella di selezionare un determinato segnale, avente frequenza pari a quella di risonanza del circuito, per applicarlo su un carico qualunque.

Ora, tale carico generico può avere parametri diversi da quelli del generatore e del circuito risonante a questi collegato.

In altre parole il carico può essere caratterizzato da una impedenza diversa (e anche di molto) da quella vista dal circuito accordato in oggetto.

Le considerazioni che in tal caso si possono fare sono identiche a quanto a suo tempo detto trattando dei trasformatori visti come adattatori di impedenza.

Allora se, per esempio, l'impedenza del carico da collegare è minore di quella del generatore, la soluzione più ovvia è quella di adottare un autotrasformatore, di collegare cioè il suddetto carico ad una presa intermedia, cioè a reattanza opportunamente più bassa, effettuata sul circuito risonante.

Poichè però gli elementi in esso presenti sono due (a differenza di quanto visto a suo tempo per l'autotrasformatore convenzionale), due sono le modalità per effettuare tale presa.

La stessa cioè può venir effettuata sull'induttanza, nel qual caso la posizione è esattamente determinabile con la formula, già vista, del rapporto di trasformazione.

Tale soluzione è rappresentata in fig. 59.

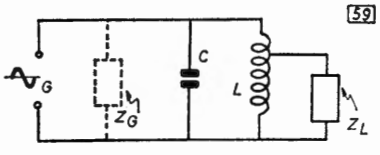
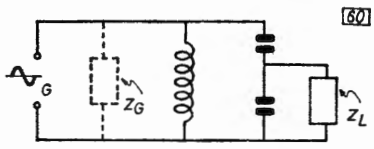


Fig. 59 - Circuito accordato con presa sull'induttanza ($Z_G > Z_L$).

Il punto di presa può anche essere realizzato mediante un partitore capacitivo, scindendo cioè la capacità C in due valori tali che il loro valore globale sia sempre uguale a C, mentre i loro valori parziali rispettino il rapporto fra le impedenze da adattare (fig. 60).

Fig. 60 - Circuito accordato con adattamento tramite partitore capacitivo ($Z_G > Z_L$).



Può però sussistere qualche motivo che richieda la separazione del circuito del carico da quello del generatore.

Per esempio può essere necessario usare il circuito di fig. 59, nel quale però sia il generatore che il carico siano sottoposti a due tensioni continue, diverse tra di loro.

Il collegamento di fig. 59 darebbe luogo ad un passaggio irregolare, e quasi sempre pericoloso, di corrente continua da un circuito all'altro.

Si potrebbe rimediare a tale inconveniente inserendo un condensatore di valore opportuno (che sappiamo costituire blocco per la corrente continua) fra il carico e la presa; ma, ancora, potrebbe sussistere la necessità di chiudere il circuito secondario per la corrente continua, cioè di far sì che la corrente stessa percorresse anche Z_L.

Allora, in ogni caso in cui sia richiesta, per un qualsiasi motivo, la separazione fra generatore e carico, si adotta la soluzione del trasformatore, le cui caratteristiche già sono state esaminate.

In altre parole cioè, nel campo magnetico creato dall'induttanza in questione ed opportunamente vicino ad essa, si pone un secondo avvolgimento; il numero di spire sarà circa pari a quello corrispondente alla presa del caso precedente (fig. 61).

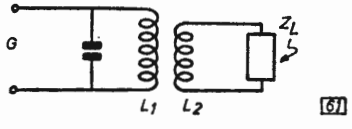


Fig. 61 - Circuito accoppiato.

Gli avvolgimenti L_1 ed L_2, che continuano a chiamarsi primario e secondario, costituiscono così due *circuiti accoppiati.*

Nel caso di fig. 61, L_1 è accordato mentre L_2 non lo è.

Le ultime considerazioni ora fatte valgono anche nel caso che sia $Z_L = Z_G$, e che la presenza dei circuiti accoppiati sia unicamente giustificata dalla necessità di separare il generatore dal carico.

Spesso si rende necessario, o comunque utile, accordare alla risonanza anche il circuito secondario (e ciò si effettua ancora più facilmente nel caso ora accennato di $Z_L = Z_G$).

Il circuito complessivo diventa quindi come in fig. 62.

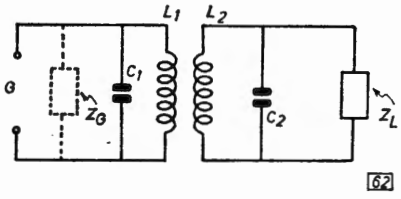


Fig. 62 - Circuito accoppiato a doppio accordo.

Qui occorre subito osservare che, in considerazione del fatto che la reattanza del condensatore di accordo nel secondario si oppone a quella della induttanza, fin quasi a cancellarne l'effetto, una maggiore corrente scorrerà nel circuito stesso, ma ovviamente solo in corrispondenza della frequenza di risonanza.

Si ottiene in definitiva un miglior trasferimento di energia nonchè una selettività complessiva più pronunciata.

Coefficiente di accoppiamento

I ragionamenti fatti nel paragrafo precedente si riferiscono alla stessa condizione di accoppiamento che fu a suo tempo ipotizzata per i trasformatori: l'accoppiamento fra i due circuiti deve cioè essere tale che quasi tutte le linee di flusso uscenti dal primario si concatenino con ciascuna spira del secondario, ossia deve essere molto vicino al massimo teoricamente possibile.

È in tali condizioni che si ha il massimo trasferimento di energia dal circuito primario al secondario.

Spesso però o non possibile soddisfare a tale condizione di accoppiamento massimo oppure non è il massimo trasferimento di energia che interessa, bensì per esempio la massima selettività.

Non possiamo addentrarci troppo in uno studio accurato dei circuiti accoppiati; ci si limiterà quindi ad asserire che una maggiore selettività può essere ottenuta mediante un opportuno allontanamento dei due avvolgimenti fra di loro, cioè con un più o meno sensibile « disaccoppiamento ».

Per renderci conto di tale fatto basterà osservare l'effetto che un circuito (secondario) produce su un primario dal quale esso assorba potenza.

Analizzando il fenomeno nei riguardi di un circuito risonante serie, la potenza assorbita dal secondario si manifesta come un'ulteriore corrente che attraversa il primario; ne consegue che sulla resistenza R (di perdita) viene dissipata una maggior potenza, il che equivale ad una diminuzione del Q e quindi della selettività.

Se il fenomeno viene considerato nei confronti di un circuito risonante parallelo, l'assorbimento da parte del secondario equivale, nè più nè meno, ad una ulteriore resistenza (che dissipi la stessa potenza assorbita dal secondario), posta direttamente in parallelo alla R di perdita, che già è considerata in parallelo al primario; il che equivale nuovamente ad una diminuzione del Q e conseguentemente della selettività.

Se allora, in ognuno dei due casi, i due avvolgimenti vengono allontanati fra loro, il secondario si concatenerà solamente con una parte del flusso primario.

L'assorbimento di potenza da parte del secondario viene così limitato e vengono altresì limitati gli elementi resistivi di perdita che dal secondario, per effetto dell'accoppiamento, sono riportati al primario.

Ne deriva quindi un miglioramento delle condizioni di selettività; è ovvio però che non si può procedere molto per questa via (allontanare cioè i circuiti accordati), altrimenti il trasferimento di energia al secondario, sempre necesario per ottenere un segnale di una certa entità, scende a limiti inaccettabilmente bassi.

Chiarita così l'importanza che il maggiore o minore accoppiamento ha sia sull'energia trasferita sia, in particolare, sulla larghezza di banda, è opportuno introdurre una grandezza che esprima tale condizione.

È evidente che il maggiore o minore accoppiamento fra due induttanze dipende, a pa-

rità di altre condizioni, dalla loro mutua induzione.

Ma è altrettanto evidente che tale valore, di per sè in senso assoluto non dice nulla, in quanto non viene riferito al massimo valore che è possibile ottenere con i particolari circuiti in esame.

Appare allora logico, per definire il maggiore o minore accoppiamento fra due circuiti di induttanza L_1 ed L_2, assumere il rapporto fra il coefficiente di mutua induzione - m - ed il massimo possibile in teoria.

Si definisce quindi *coefficiente di accoppiamento* il rapporto:

$$k = \frac{m}{M}$$

e poichè è: $M = \sqrt{L_1 L_2}$

si avrà in definitiva $K = \dfrac{m}{\sqrt{L_1 L_2}}$

È intuitivo che il limite massimo che può raggiungere k è 1 (cioè tutto il flusso primario si concatena col secondario); è però altrettanto ovvio che tale valore non può essere in pratica raggiunto per le inevitabili, anche se spesso trascurabili, dispersioni di flusso, cui già più volte si è accennato.

Passiamo ora a verificare, per vari valori di k, come si manifesta graficamente la variazione dell'andamento della curva di risonanza; controlliamo cioè la contemporanea variazione dell'intensità del segnale trasferito e della larghezza di banda.

In fig. 63 sono riportate diverse curve di selettività, tracciate per diversi valori di k.

Per valori di k piuttosto bassi, cioè con *accoppiamento lasco*, la curva ottenuta è del tipo A; il trasferimento di segnale è cioè lontano dal massimo, però la curva è molto stretta ed appuntita.

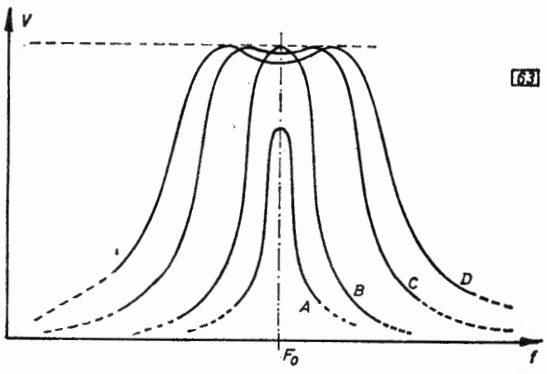
Aumentando k, si giunge al valore per cui tutta l'energia dal primario (salvo le perdite) si trasferisce al secondario.

Si verifica, in questa condizione, *l'accoppiamento critico;* la curva è quella indicata con B: essa, pur raggiungendo il massimo possibile di segnale trasferito, è ancora sufficientemente stretta ed appuntita.

Superando questo valore di k, i circuiti diventano, come si dice, *sovraccoppiati.*

Si verifica cioè un più accentuato effetto del carico secondario riportato al primario, al punto che, in corrispondenza della frequenza alla quale si aveva la risonanza, la caduta sugli elementi dissipativi provoca una diminuzione di segnale.

Fig. 63 - Curve di selettività per vari valori di k.



63

Si ha così l'andamento indicato nella curva C, che presenta, oltre ad un evidente smorzamento ed allargamento, anche un insellamento attorno alla F_0, al punto che l'insieme dei due circuiti può ritenersi risonante per due frequenze distinte tra le quali è compresa la F_0.

Aumentando ancora l'accoppiamento, l'insellamento e l'allargamento diventano via via più accentuati (curva D).

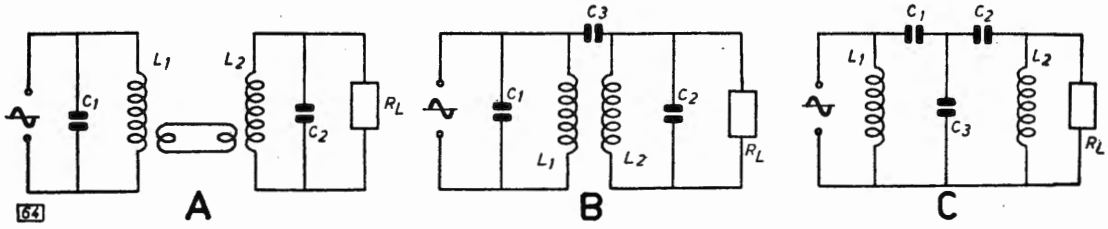
È chiaro allora che, a seconda dei particolari impieghi ed esigenze dei circuiti da accoppiare, si può ottenere, mediante opportuno dimensionamento del grado di accoppiamento, tutta un'ampia gamma di funzionamento, che va dalla condizione di massima selettività (cui compete però uno scarso trasferimento di segnale) a quella di massima larghezza di banda (compatibilmente però con l'entità dell'insellamento centrale).

Vari tipi di accoppiamento

Sostanzialmente derivanti dai circuiti base precedentemente descritti, esistono altri sistemi, più complessi, per accoppiare un generatore ed un carico mediante circuiti accordati.

Tale necessità deriva da particolari esigenze intese ad ottemperare, oltre che alla richiesta selettività, anche al necessario adattamento di impedenza, condizioni queste che

Fig. 64 - Vari metodi di accoppiamento.



a volte possono non essere contemporaneamente e soddisfacentemente ottenute dai suddetti circuiti base.

In fig. 64 sono riportati tre di questi ulteriori sistemi.

Il circuito A deriva da quello di fig. 61, di cui sostanzialmente è la versione raddoppiata; le bobine collegate fra di loro che fungono una da secondario di L_1 e l'altra da primario di L_2, sono molto spesso realizzate con pochissime spire (e si chiamano perciò *link*), realizzando così un collegamento a bassa impedenza.

Ciò è utile per poter tenere tale collegamento sufficientemente lungo nel caso che, per motivi particolari (per esempio se si vuol evitare che i campi elettrici e magnetici di L_1 ed L_2 si concatenino direttamente), i circuiti risonanti L_1C_1 ed L_2C_2 siano posti ad una certa distanza fra di loro.

Il tipo B è costituito essenzialmente da due circuiti accordati ad accoppiamento misto; infatti le due induttanze possono essere più o meno accoppiate fra di loro, e contemporaneamente il condensatore C_3 (in genere di valore molto più basso di C_1 e C_2) agisce più che altro sulla larghezza di banda necessaria.

Il caso C è la versione raddoppiata della fig. 60; in genere C_3 è di capacità superiore a C_1 e C_2, ed è comune (assieme a questi) nella determinazione della frequenza di accordo dei due circuiti (in questo caso in genere L_1 ed L_2 non si accoppiano fra di loro).

Filtri elettrici

Dalle diverse combinazioni di elementi L e C si possono quindi ottenere, come visto nei precedenti paragrafi, diversi gradi di esaltazione di certe frequenze a scapito di certe altre.

In molte applicazioni però, le caratteristiche di esaltazione ed attenuazione ottenibili con tali circuiti, relativamente semplici, non sono assolutamente sufficienti o appropriate.

Può, per esempio, essere necessario ottenere una curva di risonanza molto stretta ed acuta; oppure può necessitare una curva di selettività non troppo stretta e limitata (rispetto alla F_o), ma il cui andamento dei fianchi debba essere quasi verticale, e quello della testa pressochè piatto per tutta la larghezza della banda; può ancora verificarsi la necessità di lasciar passare tutte le frequenze fino ad un certo valore ed eliminare bruscamente le altre da quel valore in poi; può infine essere necessaria una decisa esaltazione od attenuazione di una certa frequenza o banda rispetto alle circostanti.

Tutti questi requisiti possono ottenersi con combinazioni più o meno complesse di L e C, le cui caratteristiche naturalmente discendono sempre dalle proprietà intrinseche della risonanza e dell'antirisonanza; tali circuiti LC complessi sono chiamati *filtri*.

Un filtro elettrico quindi agisce come tale in virtù della sua proprietà di offrire impedenze estremamente diverse alle frequenze da eliminare ed a quelle utili.

I circuiti LC elementari che costituiscono i filtri vengono chiamati *celle*; un filtro è sempre costituito da un certo numero di tali celle (in genere però non superiore a 10).

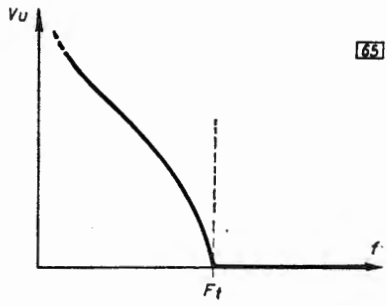
Il numero delle celle è naturalmente in relazione alla rigorosità delle esigenze.

Le sezioni base che costituiscono i filtri sono: cella ad L (rovescio), cella a T, cella a π.

Tali celle elementari si comportano in due modi fondamentali ed appartengono quindi a due classi opposte, le cui caratteristiche vengono qui di seguito accennate:

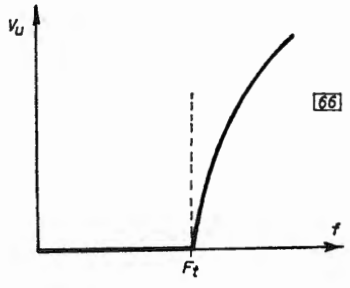
a) *cella passa-basso* (PB), che ha la caratteristica di eliminare tutte le frequenze superiori ad un certo valore F_t detta frequenza limite o *di taglio*; la figura 65 ne mostra l'andamento;

Fig. 65 - Filtro PB.



b) *cella passa-alto* (PA), che ha la caratteristica di eliminare tutte le frequenze inferiori ad un certo valore, che ancora viene indicato con F_t e chiamato frequenza di taglio; la figura 66 mostra l'andamento di tale cella.

Fig. 66 - Filtro PA.



In fig. 67 sono rappresentate le tre celle fondamentali summenzionate nella versione passa-alto.

In fig. 68 le tre celle sono invece rappresentate nella versione passa-basso.

Da questi tipi fondamentali ne discendono altri che si ottengono con opportune combinazioni o compenetrazioni di essi.

È evidente, per esempio, che combinando un filtro PA con un filtro PB, aventi frequenze di taglio diverse si hanno due possibili conseguenze.

Se la F_{ta} del filtro PA è inferiore alla F_{tb} del filtro PB, è chiaro che il complesso si comporta come un unico filtro suscettibile di

Fig. 67 - Filtri passa-alto.

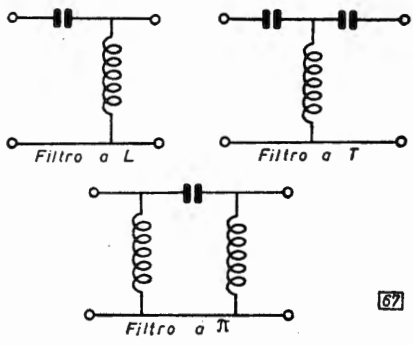
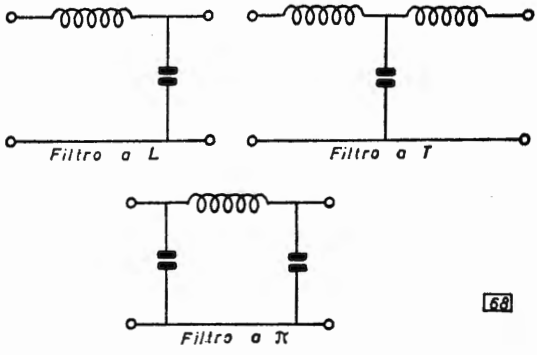


Fig. 68 - Filtri passa-basso.



lasciar passare solo le frequenze comprese fra F_{ta} ed F_{tb}.

Esso permette quindi una banda passante $F_p = F_{tb} - _{ta}$ ed è detto appunto *filtro di banda*, o meglio *passa-banda*.

La sua curva di attenuazione è rappresentata in fig. 69.

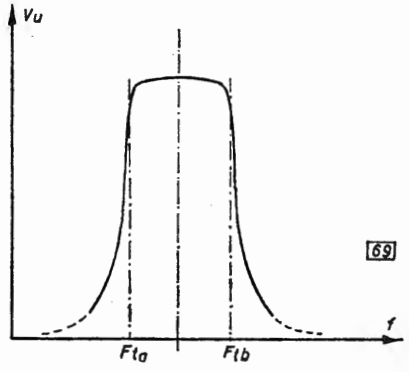
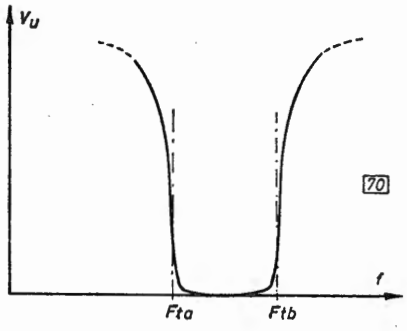


Fig. 69 - Curva di filtro passa-banda.

Fig. 70 - Curva di filtro elimina-banda.



Per contro è possibile combinare opportunamente due filtri PA e PB in modo che ne risulti un complesso filtrante tale da eliminare la banda compresa fra F_{ta} ed F_{tb}.

È questo il caso del filtro *elimina-banda*, il cui andamento è rappresentato in fig. 70.

Naturalmente la banda attenuata è data da $F_c = F_{tb} - F_{ta}$.

In fig. 71 è rappresentato un semplice tipo di filtro elimina-banda.

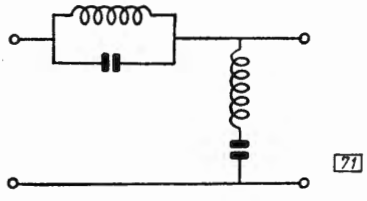


Fig. 71 - Filtro elimina-banda.

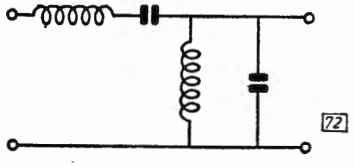


Fig. 72 - Filtro passa-banda.

In fig. 72 è invece rappresentato il tipo di filtro duale, cioè quello passa-banda.

Le modalità di progetto di tali filtri sono ben precise, ma altresì complesse; qui possiamo solo sottolineare che esse derivano dalla considerazione delle proprietà delle varie maglie elementari di presentare impedenze molto alte per le frequenze da eliminare e molto basse per quelle da lasciar passare.

Tali valori sono naturalmente in stretta relazione anche con le impedenze dei circuiti esterni cui tali filtri vanno collegati.

In pratica con una sola cella non si raggiungono quasi mai le attenuazioni o accentuazioni nella misura desiderata.

È per questo che più celle vengono collegate in cascata, offrendo così caratteristiche più marcate di quelle possedute da una singola cella.

Occorre ricordare che i parametri resistivi di perdita degli elementi L e C sono più o meno presenti per tutte le frequenze in gioco; quindi l'attenuazione che ne consegue (tanto maggiore quanto più elevato è il numero delle celle) viene introdotta anche alle frequenze che dovrebbero passare inalterate, ma è ovvio che tale attenuazione è comunque ben inferiore a quella volutamente prodotta sulle frequenze da eliminare.

Schermatura e massa

È facile intuire dalla definizione del coefficiente di accoppiamento e dalle considerazioni su esso svolte, che il valore di k è compreso fra 0 e 1.

Ciò però vale solo in teoria.

Infatti, analogamente ai motivi già detti, in base ai quali il valore 1 in pratica non è ottenibile, esistono buoni motivi per cui neppure il valore zero è raggiungibile, specie nei normali apparati elettrici le cui dimensioni, e quindi le distanze fra i vari circuiti, non possono essere molto grandi.

Per questo motivo, una certa parte del flusso che esce da un solenoide, magari anche molto piccola, troverà sempre il modo di concatenarsi con altri solenoidi che si trovino nelle più o meno immediate vicinanze.

Se si vogliono evitare gli effetti, che in verità sono spesso dannosissimi, di questi seppur minimi accoppiamenti, l'unica soluzione è quella di interporre, fra i due o più circuiti in oggetto, un materiale che capti e blocchi, per così dire, i rispettivi flussi indesiderabili.

Tale materiale, dovendo in sostanza reagire ai campi presenti dovrà essere, per le linee di forza che tali campi caratterizzano, un « buon conduttore ».

Tanto più che gli eventuali segnali captati da tale materiale devono essere « scaricati », incontrando la minima resistenza possibile onde ottenere la massima efficacia, ad un punto che sia a potenziale zero, rispetto appunto ai segnali alternati presenti, a quei segnali cioè che devono essere cortocircuitati

Tale punto deve quindi appartenere ad un conduttore, o sistema di conduttori, che sia « freddo » per i segnali in gioco, e ad esso devono essere convogliate e scaricate le correnti di accoppiamento captate dall'apposito materiale, inserito in funzione di schermo.

Tale materiale deve quindi presentare, a questi segnali così raccolti, una resistenza molto bassa, per far sì che essi lo percorrano con estrema facilità e si disperdano sul punto freddo.

Normalmente quest'ultimo fa parte di una carcassa metallica (o insieme di conduttori a bassa resistenza) detta *massa*; ad essa normalmente viene collegato uno dei morsetti (in genere il negativo) della batteria o di altra fonte di alimentazione, ed esplica la funzione di punto comune di riferimento o di « ritorno ».

Per quanto invece concerne il mezzo conduttore da interporre fra i due circuiti fra i quali non si vuole esistano accoppiamenti cioè lo schermo, esso deve essere di materiale magnetico (cioè ferroso o similare), per presentare, ai campi magnetici esistenti, bassissima riluttanza.

Lo schermo può essere realizzato sia come semplice paratia interposta fra i circuiti da schermare, sia come scatola racchiudente completamente uno di essi.

In quest'ultimo caso occorre però tener conto che, se il componente è una bobina e in ispecie se percorsa da correnti ad alta frequenza, la presenza dello schermo, più o meno vicino ad essa, fa sì che una parte (pur piccola) del flusso sia da esso captata.

Ciò porta a due diverse conseguenze: in primo luogo l'induttanza della bobina viene leggermente diminuita; in secondo luogo (ed è il fattore più grave) lo schermo, assorbendo una parte dell'energia immagazzinata nel campo dell'induttanza, la dissipa sotto forma di calore, diminuendo così il Q della bobina stessa.

Ciò avviene in maniera tanto più sensibile quanto più lo schermo è vicino alla bobina (cioè maggiore è l'accoppiamento metallo/bobina) e quanto più alta è la frequenza in gioco.

Per questo motivo si tende a non scendere sotto certi valori della distanza fra bobina e schermo, distanza che appunto viene tenuta possibilmente non inferiore ad un diametro di bobina.

Analogo problema nasce per i cosiddetti accoppiamenti elettrostatici.

Infatti due conduttori o porzioni di circuiti, anche se si trovano ad una certa distanza costituiscono sempre le armature di un condensatore la cui capacità, specie per frequenze elevate, può costituire elemento di accoppiamento nient'affatto trascurabile.

Per eliminare tale fatto occorre impedire che fra i due elementi il suddetto accoppiamento abbia a verificarsi; e ciò nuovamente si ottiene inserendo fra i due una parete metallica, ancora in funzione di schermo.

Tale paratia, in questo caso, deve adempiere alla condizione di essere realizzata con un buon conduttore, cioè, per esempio, rame o alluminio, (analogamente a quanto normalmente viene fatto per la realizzazione della massa).

Tubi elettronici

EMISSIONE TERMOIONICA

Già nelle prime pagine di questa trattazione si è visto come in certi materiali, e segnatamente nei metalli, esistano degli elettroni che sono liberi di muoversi fra un atomo e l'altro.

L'energia che loro compete è in stretta relazione con la temperatura del metallo cui appartengono.

D'altra parte, almeno nelle normali condizioni ambientali, il continuo scambio di elettroni è circoscritto al reticolo atomico, nessun elettrone libero esce cioè dalla superficie ed abbandona il metallo.

Ciò è dovuto al fatto che gli elettroni sono trattenuti dall'attraversare la superficie di un metallo da una particolare forza vincolante, che varia da metallo a metallo; per vincere tale « forza di superficie », l'energia posseduta dagli elettroni (ripetiamo, in normali condizioni ambientali) è assolutamente insufficiente.

Appare però evidente che se, mediante una opportuna azione esterna, si aumenta l'energia posseduta dagli elettroni liberi fino ad un certo valore, questi potranno superare la barriera che li tiene vincolati ed uscirsene dal metallo; ciò si può ottenere facilmente, per esempio aumentandone la temperatura.

Se ne deve quindi concludere che, raggiunta una certa temperatura, diversa da metallo a metallo, gli elettroni fuoriescono dalla superficie del corpo, a guisa del vapore che si sprigiona dalla superficie di acqua portata alla temperatura di ebollizione.

Questo fenomeno, chiamato *emissione termoionica* (o effetto Edison), può essere messo in chiara evidenza eseguendo l'esperienza nel vuoto, collocando cioè dentro un'ampolla di vetro, dalla quale sia stata tolta pressochè tutta l'aria (o altro gas) presente, una barretta filiforme di metallo appropriato, che viene portata alla temperatura voluta con un metodo molto semplice, quale è quello di farla percorrere da una opportuna corrente (sfruttando cioè l'effetto Joule).

La fuoriuscita di elettroni dalla superficie della barretta filiforme, appunto definita *filamento*, opportunamente arroventata, o meglio portata all'incandescenza, crea, attorno ad essa, una specie di *nube elettronica*; tali elettroni cioè vagano caoticamente attorno al filamento, urtandosi e ricadendo sulla superficie dello stesso, dopodichè altri elettroni fuoriusciti ne prendono il posto, e così via.

Questa nube costituisce quindi una zona ricca di elettroni liberi vaganti nel vuoto, e quindi fortemente carica di segno negativo; tale zona viene chiamata *carica spaziale*.

Essa, per identità di carica, respinge verso il filamento ulteriori elettroni che escono dallo stesso, cosicchè si costituisce una sorta di equilibrio ed il fenomeno dell'emissione tende a stabilizzarsi.

Per constatare la presenza degli elettroni che circondano il filamento è necessario collocare entro l'ampolla, ad una certa distanza dallo stesso, un secondo elettrodo, di raccolta, accessibile dall'esterno, così come mostra la fig. 73.

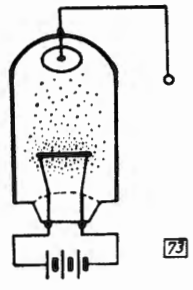


Fig. 73 - Controllo della emissione di un filamento.

Se a tale piastra aggiunta viene applicato un potenziale positivo, l'equilibrio, che si era detto essere raggiunto dall'emissione elettronica, ne viene turbato.

La carica positiva della piastra attrae infatti gli elettroni che circondano il filamento, elettroni che possono così essere estratti dall'ampolla; quindi con tale sistema se ne può constatare la presenza, nonchè misurare il numero.

Le temperature cui si ha l'emissione da parte del filamento variano da molte centinaia fino a qualche migliaio di gradi, a seconda del materiale con cui esso è costruito.

Nelle applicazioni pratiche il filamento può fungere direttamente da emettitore di elettroni (come nell'esempio sopra esaminato), nel qual caso si ha il *riscaldamento diretto*.

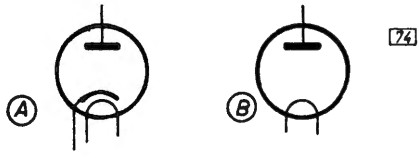
Ma ci si può anche giovare di esso semplicemente per portare all'incandescenza un cilindretto (ad esso esterno e coassiale), al

quale spetta così l'emissione elettronica; è questo il caso del *riscaldamento indiretto.*

Il cilindretto aggiunto, che è pure metallico e che funge da emettitore, viene chiamato *catodo.*

In pratica il riscaldamento diretto viene quasi esclusivamente usato nei tubi elettronici di potenza elevata (da qualche centinaio di W ed oltre), mentre quello indiretto è pressochè universalmente adottato nei tubi di piccola potenza.

I due tipi vengono schematizzati come in fig. 74.



74

Fig. 74 - Tipi di riscaldamento.

In questa figura A è a riscaldamento indiretto, in esso esistono cioè un filamento riscaldatore ed un catodo emettitore separati; B invece è a riscaldamento diretto, in esso cioè il filamento si riscalda ed emette contemporaneamente.

VARI TIPI DI FILAMENTI

Le tecniche costruttive dei filamenti (con particolare riguardo a quelli a riscaldamento diretto) portano a classificare gli stessi in tre gruppi fondamentali, ciascuno dei quali riveste una particolare importanza per determinate caratteristiche di utilizzazione.

Uno dei più importanti fattori di scelta a favore di un tipo piuttosto che di un altro consiste nella efficacia dei filamenti emettitori dal punto di vista dell'emissione elettronica, Essa si valuta in mA emessi per unità di superficie (cm^2) e per W di potenza riscaldante.

Tale grandezza è detta *potere emissivo.*

La scelta di un determinato tipo di filamento dipende anche dalla considerazione seguente: nei tubi elettronici, gli inevitabili, per quanto modesti, residui gassosi, per effetto degli urti contro gli elettroni, danno origine a ioni positivi (quindi a particelle elettrizzate di massa molto superiore a quella dell'elettrone); tali ioni, a motivo delle rispettive cariche, non possono che precipitarsi verso il filamento.

Esso quindi viene ad essere esposto ad un vero e proprio *bombardamento* di particelle che (data la loro massa) lo sottopongono ad una azione disgregatrice che è tanto più intensa quanto più è elevata la velocità di questi ioni, velocità che a sua volta dipende direttamente dalle tensioni in gioco.

Filamento in tungsteno puro

È il tipo di filamento quasi universalmente usato nei primi tubi elettronici.

Richiede temperature di funzionamento molto elevate (intorno a 2300 °C) per fornire un'emissione di entità utilizzabile.

Per tale motivo la sua durata non è molto lunga e sicura.

Per contro, esso si presta ad essere usato in quei tubi che funzionano con tensioni anodiche molto elevate (in pratica cioè nei tubi per alta potenza) dato che la sua struttura molecolare resiste bene al forte bombardamento ionico cui è conseguentemente esposto.

Filamento in tungsteno toriato

La sovrapposizione di un sottile strato (di spessore quasi molecolare) di torio sul filamento di tungsteno ne aumenta notevolmente l'efficienza, e permette inoltre di ottenere la stessa emissione del tungsteno a temperature sensibilmente più basse (anche sui 1700 °C); ciò ovviamente ne aumenta la durata e la sicurezza.

Il filamento toriato tende a perdere il delicato strato superficiale per effetto del bombardamento ionico, perciò esso si usa solo per tubi di piccola e media potenza.

Filamento a strato di ossidi

È il filamento più efficiente, quello cioè che ha il più elevato potere emissivo, e perciò è anche il più usato.

Esso è costituito essenzialmente da un supporto metallico (in genere in lega di nichel), ricoperto da uno strato di ossidi di bario e di stronzio.

È caratterizzato da una bassa temperatura di funzionamento (sotto i 1000°C) e quindi dà una maggior garanzia di durata.

Tuttavia il filamento a strato di ossidi risente più di ogni altro del bombardamento ionico; di conseguenza esso viene usato quasi esclusivamente nelle valvole riceventi ed in qualche tipo trasmittente di piccola potenza.

IL DIODO

Riprendiamo in esame l'ampolla a vuoto considerata all'inizio di questo capitolo.

Si è visto che essa è dotata, oltre che di un filamento che, riscaldato, emette elettroni, anche di un altro elemento metallico (in genere una placchetta) posto ad una certa distanza dal filamento.

È questo il tipo più semplice di *tubo elettronico*: esso è denominato *diodo*.

La *placca* metallica aggiunta si chiama *anodo* ed il filamento è meglio detto *catodo* (tutto ciò in conseguenza del particolare funzionamento che più oltre sarà esaminato).

Se, dopo aver portato il filamento all'incandescenza, si collega ad esso, esternamente la placca attraverso un milliamperometro, tale strumento denuncierà il passaggio di una debolissima corrente.

In fig. 75 è rappresentato il diodo e relativo strumento.

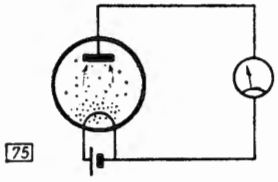


Fig. 75 - Diodo non polarizzato.

Il passaggio (pure di scarsa entità) di corrente entro il diodo è provocato dal fatto che una piccola percentuale degli elettroni che escono dal filamento sono (secondo un andamento caotico, ma statisticamente prevedibile) dotati di energia, e quindi di velocità, sufficientemente elevata per far sì che essi possano superare il breve spazio interposto fra anodo e catodo, fino appunto a raggiungere l'anodo stesso, e quindi rifluire al catodo attraverso la suddetta connessione esterna.

Il passaggio interno può verificarsi appunto perchè, avendo tolto, nello spazio catodo-anodo, praticamente ogni molecola di gas, gli elettroni possono superare tale spazio, e quindi giungere all'anodo, senza pericolo di urtare contro altre molecole, che ne devierebbero il percorso, e comunque, nell'urto, ne ridurrebbero la velocità.

Vediamo ora come si comporta questo dispositivo quando si applichi, fra filamento e placca, una tensione qualunque.

Supponiamo dapprima che la tensione sia data da un generatore (batteria) collegato come in fig. 76, cioè col positivo al filamento e col negativo alla placca.

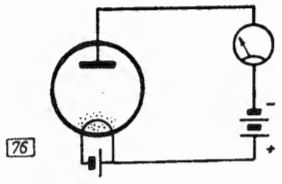


Fig. 76 - Diodo polarizzato (in senso inverso).

Poichè la placca è sensibilmente negativa rispetto al filamento, essa si oppone all'accoglimento degli elettroni più veloci, ed anzi respinge quelli che, fuoriuscendo dalla zona di carica spaziale, sarebbero diversamente a lei arrivati.

Lo strumento allora non indicherà alcun passaggio di corrente.

Si inverta ora la polarità della batteria, come indicato in fig. 77, nella quale cioè la placca è positiva rispetto al filamento, che è quindi collegato al terminale negativo.

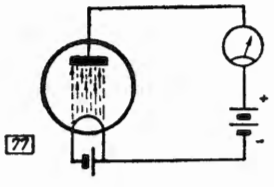


Fig. 77 - Diodo polarizzato (in senso diretto).

In questo caso la placca, essendo positiva, funziona effettivamente da anodo e quindi si trova nelle migliori condizioni per accogliere gli elettroni (negativi); anzi la carica positiva di cui è dotata accelererà questi elettroni, attirandoli su di essa.

Il flusso di cariche che ne consegue, cioè la *corrente* (*anodica*) indicata dal milliamperometro, sarà di entità notevole.

Il fatto che, in tali condizioni il tubo costituisca non già una interruzione del circuito, bensì una continuità, giustifica il chiamare tale stato di « conduzione », in contrapposizione allo stato precedente (corrente zero) che era di « non conduzione ».

Il valore della corrente anodica che scorre entro il diodo e nel circuito esterno varia al variare della tensione applicata.

Infatti la presenza della carica spaziale (fortemente negativa) interferisce e si oppone all'azione della tensione dell'anodo, fintanto che questa ha valori non troppo elevati.

Vale a dire che solo una parte della corrente emessa riesce a varcare la nube elettronica e raggiungere l'anodo; in tal caso il diodo conduce solo parzialmente.

L'aumento della tensione anodica (il rendere cioè l'anodo sempre più positivo rispetto al catodo) tende via via a neutralizzare l'effetto della carica spaziale, finchè si giunge ad un valore tale che tutti gli elettroni emessi dal filamento vengono captati dalla placca.

Si dice allora che il diodo conduce completamente, o meglio che è *saturato*.

Raggiunta tale condizione, ogni ulteriore aumento della tensione anodica non produce praticamente alcun aumento di corrente.

Tale comportamento è sintetizzato nel grafico di fig. 78, che mostra l'andamento della corrente anodica in funzione della tensione anodica (cioè della tensione applicata fra filamento e placca); in essa è evidente il fenomeno della saturazione.

Dalla differenza di comportamento offerta dal diodo nei due casi opposti esaminati si intuisce facilmente la funzione più generale dello stesso, che è appunto quella di lasciar passare, attraverso di esso, corrente solamente in una direzione, quella cioè che corrisponde ad una tensione di placca avente polarità positiva rispetto al filamento, e di opporsi invece al passaggio di corrente quando la polarità della placca rispetto al filamento è negativa.

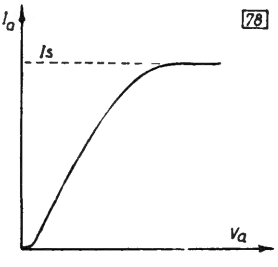


Fig. 78 - Caratteristica del diodo.

Se quindi, passando all'atto pratico, viene applicata ai capi di un diodo una tensione alternata, entro lo stesso e nel circuito esterno ad esso associato scorrerà corrente solamente quando la placca è positiva rispetto al filamento, cioè durante il semiperiodo positivo.

Quindi nel circuito esterno associato al tubo si avrà unicamente una successione di semionde positive.

Ne risulta così posta in evidenza l'applicazione più tipica del diodo, che è appunto quella di « raddrizzare » tensioni alternate.

Nella tecnica normale, per applicazioni di questo genere, entro l'ampolla di vetro può essere posta una seconda placca; in tal caso le due placche possono essere collegate in modo tale che ognuna raddrizzi una delle due semionde.

Costruttivamente l'anodo è un cilindro metallico coassiale al filamento-catodo, posto a qualche millimetro di distanza da esso.

Le normali tensioni di esercizio per questi tubi vanno da diverse centinaia a poche migliaia di V, con correnti di funzionamento dell'ordine di qualche decina, e fino a qualche centinaio di mA.

IL CATODO

Nella grandissima maggioranza dei casi sussiste la necessità (derivante da considerazioni di praticità ed economia) di accendere i filamenti dei tubi elettronici mediante correnti alternate; tale sistema porta però un inconveniente, dato dal manifestarsi, nei circuiti di impiego, di un fastidioso ronzio derivante dalla trasposizione in essi di un segnale la cui frequenza è ovviamente in relazione con quella della tensione alternata usata.

Ciò è conseguenza di diversi fattori, il più

importante dei quali consiste nella scarsa inerzia termica di molti tipi di filamenti, a causa della quale si ha una periodica variazione della temperatura del filamento stesso, e quindi dell'emissione ed in definitiva della corrente anodica, che varia così al ritmo della corrente di accensione.

Secondariamente anche il campo elettrico variabile esistente nello spazio circostante il filamento può determinare corrispondenti variazioni della corrente anodica

Per questi motivi (nonchè per altri, ma meno importanti) si è allora reso necessario affidare la funzione di catodo emettitore ad un elemento distinto dal filamento, lasciando a quest'ultimo solo quella di riscaldatore.

Si hanno così tubi a riscaldamento indiretto, cui già è stato accennato.

In questi, il catodo consiste essenzialmente in un cilindretto di nichel ricoperto da uno strato di ossidi di bario e di stronzio, all'interno del quale, e da esso isolato,è posto il filamento, che consiste in una spiralina di tungsteno puro.

L'elevata temperatura di accensione del filamento porta, in poche decine di secondi, il catodo alla temperatura di esercizio, alla quale cioè si ha la necessaria emissione, mentre l'inerzia termica del catodo emettitore è sufficentemente elevata per non far risentire alla corrente anodica alcuna variazione.

Contemporaneamente la presenza del catodo permette di ottenere un efficace effetto schermante per la placca nei confronti della tensione alternata applicata al filamento.

Praticamente tutte le valvole riceventi, ed anche diversi tipi trasmittenti di bassa potenza, sono oggi realizzate a riscaldamente indiretto.

IL TRIODO

Le variazioni che, in un diodo, sia il valore della tensione applicata all'anodo, che il segno della stessa, apportano alla corrente anodica (almeno entro i limiti della saturazione), possono essere ottenute in modo molto più semplice ed, in particolare, più fertile di pratiche applicazioni, interponendo, fra catodo ed anodo, e precisamente in prossimità del catodo, un terzo elettrodo, naturalmente pur esso collegato ad opportuna sorgente di tensione.

Questo nuovo elettrodo, con la sua azione elettrostatica sugli elettroni della carica spaziale, serve a controllare il flusso degli stessi verso la placca, e quindi la corrente anodica; esso, dovendo permettere il passaggio degli elettroni, presenta quindi una struttura a maglie.

Da ciò il nome di *griglia* che esso assume.

Il nuovo tipo di tubo che così nasce si chiama *triodo*.

La denominazione di griglia discende dalla realizzazione fisica della stessa (almeno per i tubi di costruzione più classica e meno recente).

Infatti tale elettrodo era costituito da un tessuto metallico con struttura a maglie; nei tubi moderni invece più semplicemente la griglia è costituita da una spirale di filo (naturalmente sempre di materiale conduttore).

La funzione di controllo assegnata alla griglia viene esercitata applicando ad essa una tensione riferita al catodo.

Ci si rende conto di quanto avviene, in conseguenza di ciò, esaminando l'andamento della corrente anodica in un triodo per valori diversi, in entità e segno, della tensione applicata alla sua griglia.

Iniziamo con una tensione negativa rispetto al catodo, come in fig. 79.

Naturalmente all'anodo deve essere applicata una tensione positiva di opportuno valore.

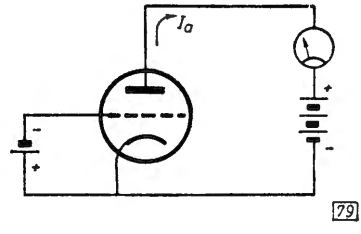


Fig. 79 - Triodo con polarizzazione negativa.

Partiamo da bassi valori della tensione di griglia; una parte degli elettroni che, uscendo dal catodo, sarebbero richiamati dalla elevata tensione di anodo, vengono respinti dal potenziale negativo posseduto dalla griglia, la quale quindi ributta questi elettroni nella zona di carica spaziale.

Ne risulta che la corrente anodica assume un valore inferiore a quello che si avrebbe in assenza di tale potenziale alla griglia.

Via via che quest'ultima viene resa più negativa, tale riduzione della corrente anodica si fa sempre più sensibile, fintanto che si arriva ad un valore di tensione tale che il passaggio di corrente anodica viene completamente bloccato, in quanto l'effetto repulsivo della carica negativa raggiunta dalla griglia è superiore alla attrazione esercitata dalla placca.

Tale tensione è perciò detta di *interdizione* (V_{gi}).

Riportando in diagramma la relazione che intercorre fra corrente anodica e tensione di griglia, si ottiene la fig. 80; da essa, fra l'altro, si vede chiaramente la scarsa linearità della curva vicino all'interdizione.

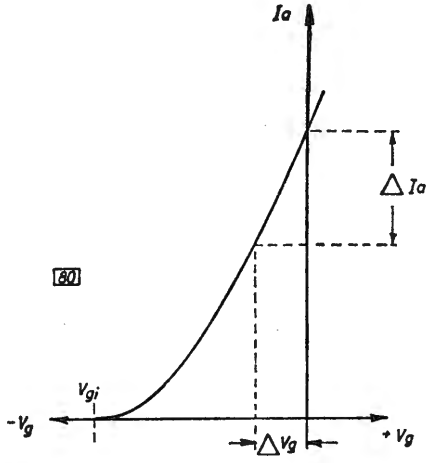


Fig. 80 - Caratteristica di griglia di un triodo.

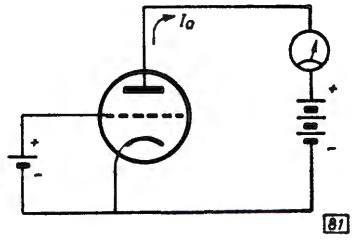
In ogni caso, in tutto il campo di variazione ora esaminato, la griglia, essendo sempre negativa, non può che respingere tutti gli elettroni che eventualmente la colpiscano.

Ne consegue che nel circuito di questa, e cioè entro il percorso catodo-griglia-batteria, non scorre alcuna corrente.

Si inverta ora la polarità della tensione di griglia, applicando cioè ad essa una tensione positiva rispetto al catodo come si vede nella fig. 81.

In tale disposizione il potenziale positivo della griglia e la sua vicinanza al catodo provocano una notevole attrazione, e quindi accelerazione, sugli elettroni fuoriuscenti dal catodo stesso; essi cioè vengono estratti dalla zona di carica spaziale e notevolmente agevolati nel loro percorso verso l'anodo.

Fig. 81 - Triodo polarizzato positivamente.



Tutto questo porta conseguentemente ad un notevole aumento della corrente anodica.

Ma contemporaneamente una parte, anche se non rilevante, degli elettroni emessi dal catodo vengono trattenuti dalla griglia (che è positiva) determinando nel suo circuito una corrente.

Questa corrente di griglia aumenta naturalmente con l'aumentare del potenziale (positivo) di essa.

In ogni caso comunque la somma delle due correnti (di placca e di griglia) corrisponde al numero totale di elettroni emessi dal catodo.

Sappiamo d'altra parte che l'emissione catodica ha un limite nella già nota corrente di saturazione (vista a proposito del diodo).

Raggiunto perciò un certo valore della tensione positiva di griglia corrispondente a tale stato, e perciò detta *tensione di saturazione*, se si aumenta ancora tale potenziale si può osservare che, mentre la corrente di griglia seguita ad aumentare per evidenti motivi, la corrente anodica inizia a diminuire; ciò appunto perchè la corrente uscente dal catodo ha ormai raggiunto il suo valore massimo, e si ripartisce conseguentemente fra i due elettrodi.

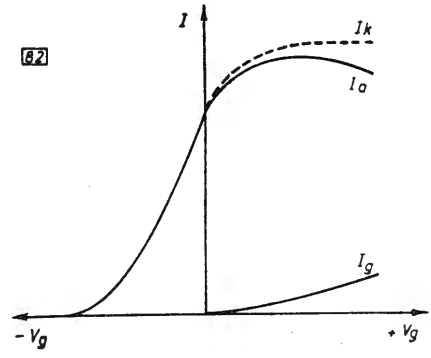


Fig. 82 - Ripartizione delle correnti in un triodo.

Il grafico visto in fig. 80 può allora essere esteso alla regione positiva del potenziale di griglia; si ottiene così la fig. 82, nella quale sono messe in evidenza le correnti anodica e di griglia, nonchè la loro interdipendenza ed il loro legame con la corrente catodica.

Le curve di figura sono naturalmente riferite ad un certo valore della tensione anodica; esse sono valide, naturalmente entro certi limiti, anche per altri valori prefissati della Va, sia superiori che inferiori a quello precedentemente considerato.

Brevemente ricapitolando quanto sinora detto, risulta chiaro il motivo per cui la griglia viene più esplicitamente identificata col nome di *griglia controllo.*

Essa infatti permette, mediante variazioni di tensione dell'ordine dei V o anche di frazioni di V, di operare una sensibile azione di controllo sulla corrente anodica, facendola ampiamente variare tramite i suddetti modesti valori di tensione; tanto più che ciò, in una grandissima percentuale di casi, avviene nella zona di polarizzazione negativa (quando si ha a che fare con circuiti non di potenza elevata), e quindi senza richiedere alcuna corrente, cioè alcuna potenza, al generatore della tensione di controllo.

Parametri del triodo

Quanto detto nei precedenti paragrafi porta a concludere che, come nel diodo la corrente dipende (entro i limiti della saturazione) dalla tensione anodica, così nel triodo essa dipende, oltre che dalla stessa tensione anodica, anche (e notevolmente) dalla tensione di griglia.

Inoltre, data la particolare azione di controllo di questa ultima, una piccola variazione del suo valore di tensione ha, sulla corrente anodica, un effetto molto maggiore che una analoga variazione della tensione di placca.

Vale a dire che se, per ottenere una determinata entità della variazione di corrente, è necessario variare la tensione di griglia di qualche V, occorre variare la tensione di placca, per esempio, di molte decine di V perchè si verifichi la stessa variazione della corrente anodica.

Quanto ora detto è schematicamente rappresentato in fig. 83; essa serve a mettere in evidenza le grandezze che interessano per il rilevamento dei parametri di un triodo.

Per comodità, vengono qui di seguito raccolti i simboli che interessano tale figura, nonchè la successiva trattazione.

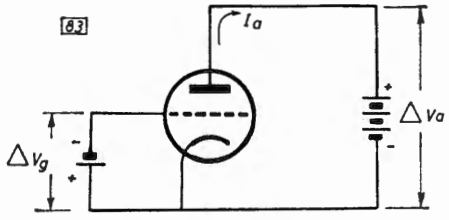


Fig. 83 - Rilevamento dei parametri di un triodo.

V_a = tensione anodica

ΔV_a = variazione della stessa (per provocare una ΔI_a)

I_a = corrente anodica

ΔI_a = variazione della stessa

V_g = tensione assegnata alla griglia (detta: *polarizzazione*)

ΔV_g = variazione della stessa (consistente in pratica nel segnale di controllo).

Fig. 84 -

Ora, la più o meno energica azione di controllo esercitata dalla griglia sulla corrente anodica è esprimibile numericamente mediante il rapporto fra una certa variazione della tensione di placca (cui corrisponderà una certa ΔI_a) e la variazione che, corrispondentemente, si dovrebbe dare alla tensione di griglia (nella zona negativa) per riportare la corrente anodica al valore fissato di partenza.

A tale rapporto si dà il nome di *coefficiente di amplificazione*, e si indica con la lettera μ.

Esso è quindi espresso dalla formula:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

È ovvio che quanto più grande è questo rapporto, tanto più è sensibile l'azione di controllo della griglia.

Altro parametro importante nel funzionamento del triodo è il rapporto fra la variazione della tensione di placca e la relativa variazione di corrente che essa ha provocato, ciò a tensione di griglia costante.

Esso viene chiamato *resistenza anodica* e ovviamente si misura in ohm.

Si ha quindi:

$$R_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

Si sono fin qui esaminate certe relazioni che esistono fra le caratteristiche operative fondamentali del triodo, e cioè la V_a, la V_g e la I_a, ed abbiamo anche visto quali altre grandezze o parametri si possono dedurre dai rapporti, opportunamente scelti, fra le variazioni di due di esse mentre la terza rimane costante.

Più particolarmente, mantenendo costante I_a e paragonando le variazioni della altre due si è definito il coefficiente di amplificazione μ; mantenendo costante V_g e variando le altre due è stata definita la resistenza anodica.

Per completare il quadro occorre ora mantenere costante V_a e vedere che significato può assumere il rapporto fra la variazione di V_g e la corrispondente variazione di I_a, cioè il rapporto:

$$\Delta V_g/\Delta I_a, \text{ quando } V_a \text{ resta costante.}$$

In questa relazione, che in sostanza è un rapporto fra una tensione ed una corrente, si può subito riconoscere l'aspetto formale della legge di Ohm e quindi si può tranquillamente affermare che esso rappresenta una resistenza (secondo le forme a suo tempo date di tale legge).

Ne consegue che il suo inverso e cioè $\Delta I_a/\Delta V_g$ rappresenta l'inverso di una resistenza e cioè una *conduttanza.*

Tuttavia la relazione in oggetto lega due grandezze, la ΔI_a e la ΔV_g, che non si riferiscono alla stessa porzione di circuito ma a due circuiti distinti, seppur interagenti, cioè quello di griglia e quello di placca; perciò appare logico applicarle l'aggettivo mutua.

Questo rapporto viene indicato con g_m.

Dunque il nuovo parametro:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \text{ (per } V_a = \text{costante)}$$

è detto *conduttanza mutua* o anche *transconduttanza.*

Esso talvolta è indicato anche col simbolo S.

Si tratta di uno dei parametri più significativi del triodo, anche dal punto di vista geometrico, perchè rappresenta la pendenza della caratteristica mutua, specialmente misurabile nel tratto più rettilineo della curva stessa, che già è stata introdotta, ma qui viene chiarita.

Esso esprime in sostanza il rapporto fra i due segmenti che compaiono in fig. 80.

Se la corrente anodica è espressa in milli-Ampere e la tensione di griglia in Volt, la conduttanza mutua sarà espressa in mA/V, che è la millesima parte dell'A/V, ossia di 1/Ohm, detto anche MHO.

Ma ciò che più ci interessa ora è vedere come siano legati tra loro i parametri fin qui definiti.

Si prenda per esempio il prodotto fra g_m ed R_a: esso vale:

$$g_m R_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \times \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

Ma questo rapporto ci è già noto; esso vale μ, quindi in definitiva si ha:

$$\mu = g_m R_a$$

relazione semplicissima che lega i tre parametri fondamentali di un triodo e che consente, noti due qualunque di essi, di ricavare il terzo.

In pratica occorre fare attenzione alle unità.

Se R_a è espresso in Ohm, g_m dovrà essere espresso in mho (che come si è detto è l'inverso dell'Ohm); ma se, come di solito, g_m è espresso in millimho o mA/V, la R_a dovrà essere espressa in kΩ.

Il triodo come amplificatore

Si modifichi ora il circuito di fig. 83 inserendo, in serie all'anodo, una resistenza; il circuito diventa così quello di fig. 85, nella quale i vari simboli hanno il significato già noto (salvo V_r).

In condizioni statiche, quali sono quelle iniziali cui ci riferiamo, si avrà dunque una tensione di polarizzazione V_g, una tensione anodica V_a, una conseguente corrente anodica I_a e quindi (in ottemperanza alla legge di Ohm) una caduta di tensione V_r ai capi della resistenza di carico R_L.

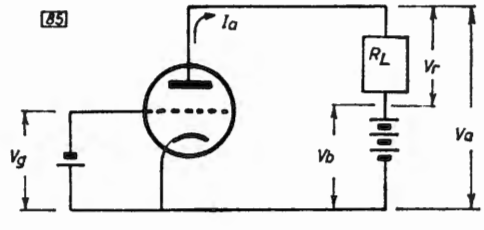


Fig. 85 - Il triodo come amplificatore.

Se la tensione di griglia subisce una variazione ΔV_g, la conseguenza immediata è che si verifica nel circuito anodico una variazione di corrente ΔI_a, cui è ovviamente associata una corrispondente variazione della tensione ai capi di R_L, cioè una ΔV_r.

Entro certi limiti, le variazioni di V_r sono proporzionali alle variazioni di Vg che le hanno provocate.

Ricordando quanto detto a proposito del coefficiente di amplificazione, le variazioni di corrente anodica provocate da Δ_g potrebbero essere ottenute anche variando V_a; però, a parità di ΔI_a, il ΔV_a dovrebbe essere molto grande rispetto a ΔV_g ed esattamente, secondo la definizione precedente, pari a $\mu \cdot \Delta V_g$.

Ai capi della resistenza R_L ritroviamo allora un segnale di valore molto più alto di ΔV_g, valore che sarebbe esattamente pari alla variazione di partenza amplificata di μ volte se non si dovesse tener conto anche dell'effetto delle resistenze presenti in circuito.

Esaminando infatti il circuito di placca, esso, per quanto ora detto, si comporta come se gli fosse applicata una tensione $\mu \cdot \Delta V_g$; inoltre, nel circuito stesso, sappiamo essere presenti la resistenza anodica (interna) del tubo, cioè R_a, nonchè la resistenza di carico applicata esternamente, cioè R_L.

Allora il circuito di uscita può essere molto semplicemente schematizzato come in fig. 86; tale configurazione rappresenta il *circuito equivalente* del tubo (in versione molto semplificata e limitata all'uscita).

La denominazione deriva dal fatto che esso equivale esattamente all'effettivo comportamento del tubo nonchè alla effettiva influenza dei parametri dello stesso.

Dalla risoluzione di questo semplice circuito, che effettuiamo a titolo di esemplificazione, si può ricavare il rapporto che intercorre fra la tensione all'uscita, ai capi del carico, e la tensione all'ingresso, applicata alla griglia.

Tale rapporto esprime l'effettiva *amplificazione* del tubo, cioè quella ottenibile ai capi della particolare resistenza di carico inserita; essa si indica con A.

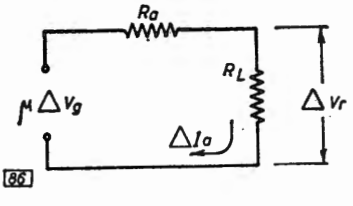


Fig. 86 - Circuito equivalente (di placca) di un tubo.

Ritornando al circuito equivalente, la variazione della corrente che scorre in esso, per la legge Ohm, vale:

$$\Delta I_a = \frac{\mu \cdot \Delta V_g}{R_a + R_L}$$

Quindi la tensione ai capi di R_L è data da:

$$\Delta V_r = R_L \cdot \Delta I_a = R_L \frac{\mu \cdot \Delta V_g}{R_a + R_L}$$

Allora l'amplificazione, che come detto vale:

$$A = \frac{\Delta V_r}{\Delta V_g}$$

risulta essere:

$$A = \frac{\mu \cdot R_L}{R_a + R_L} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_a}{R_L}}$$

È così evidente che il valore dell'amplificazione risulta essere sempre minore di μ, in quanto questo va sempre diviso per un numero maggiore di 1; comunque è chiaro che A è tanto più grande (e tanto più vicino a μ) quanto più elevato (naturalmente entro certi limiti) è il valore di R_L.

Ciò conferma (ricordando che μ può essere di molte decine) l'entità dell'amplificazione subita dal segnale di controllo applicato alla griglia.

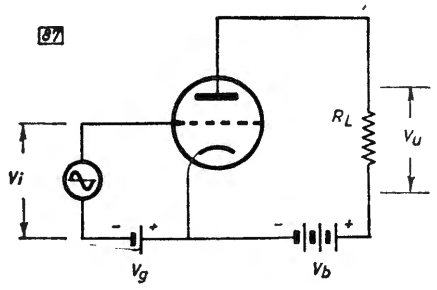
Per meglio illustrare la funzione amplificatrice del triodo, è bene anche esaminare il comportamento del circuito applicativo del tubo, che, come rappresentato in fig. 87, più direttamente corrisponde al pratico impiego, in riferimento alla curva caratteristica dello stesso.

In tale circuito la variazione della V_g viene effettuata immaginando che del circuito di griglia faccia parte il generatore di tensione alternata V_i.

Ciò porta, di conseguenza, che la tensione di griglia sarà, in ogni istante, data dal valore di V_g cui si somma o si sottrae il valore posseduto in quell'istante dalla tensione V_i, a seconda della polarità di questa.

La tensione d'uscita amplificata, V_u, viene naturalmente prelevata ai capi della resistenza di carico R_L.

Fig. 87 - Circuito tipico di triodo amplificatore.



Siano allora, per fissare le idee:

$$V_b = 300\ V \qquad V_g = -2\ V \qquad R_L = 100\ k\Omega$$

Si segua ora, sulla caratteristica mutua del triodo, il meccanismo dell'amplificazione, riportando su essa le diverse tensione in circuito, come rappresentato in fig. 88.

In primo luogo si vede dalla caratteristica che, con: $V_g = -2\ V$, entro il tubo scorre una corrente $I_a = 1\ mA$.

Naturalmente si intende che la curva è quella relativa all'effettivo valore della tensione anodica, che in questo caso è:

$$V_a = V_b - R_L\ I_a = 300 - 100 = 200\ V$$

Sono così noti tutti i valori statici di polarizzazione.

Si consideri ora applicata alla griglia la tensione V_i, avente un valor massimo (ampiezza) pari ad 1 V.

Con tale valore quindi l'escursione della tensione di griglia sarà di più o meno 1 V attorno al valore di polarizzazione, varierà cioè ritmicamente fra -1 e -3 V; ciò è rappresentato nel quadrante in basso a sinistra della figura.

Quando, per esempio, la V_g è uguale a -1 V, cioè è pari al valore meno negativo, si avrà in corrispondenza il massimo della corrente anodica.

Tale massimo, stando ai valori dati in diagramma, « sarebbe » di 1,7 mA; ciò vuol dire che la tensione di placca pure « sarebbe » scesa al valore:

$$V_a = V_b - R_L\ I_a = 300 - 170 = 130\ V$$

Diciamo « sarebbe » perchè, a ben considerare le cose, alla fine di questa escursione di V_g, la tensione anodica è diminuita (appunto per la caduta attraverso R_L) e quindi la corrente I_a non potrà essere 1,7 mA, che competono ad una tensione anodica di 200 V, ma ovviamente un valore un po' minore, ossia quello che compete ad una V_a di circa 130 V.

È per questo che in figura, oltre alla caratteristica di polarizzazione corrispondente ad una V_a di 200 V (e disegnata a tratto continuo), è riportata, inferiormente, una curva tratteggiata, che appunto è quella da considerare valida per il nuovo valore di V_a (i circa 130 V suddetti).

In conseguenza di ciò, la corrente anodica avrà un valore leggermente inferiore, cioè 1,6 mA, e la tensione anodica sarà leggermente superiore, cioè 140 V.

In definitiva possiamo affermare che ai capi della R_L si è avuta una variazione di tensione pari a 60 V quando la tensione negativa di griglia ha subito la variazione di 1 V.

Ciò equivale a dire che l'amplificazione subita dalla tensione applicata alla griglia vale $A = 60$.

Seguendo le analoghe vicende per una semionda negativa della V_i, si potrà constatare che, per il valore massimo della V_g, cioè -3 V, la corrente anodica dovrebbe scendere a 0,3 mA.

Con ciò la tensione anodica dovrebbe salire a:

$$V_a = V_b - R_L\ I_a = 300 - 30 = 270\ V$$

Invece, per le stesse ragioni prima addotte, essa salirà un po' meno, ed esattamente a soli 260 V, in relazione al fatto che la corrente non sarà di 0,3 mA corrispondenti a 200 V anodici, ma qualcosa di più, ed esattamente 0,4 mA, ossia quella corrispondente a circa 270 V.

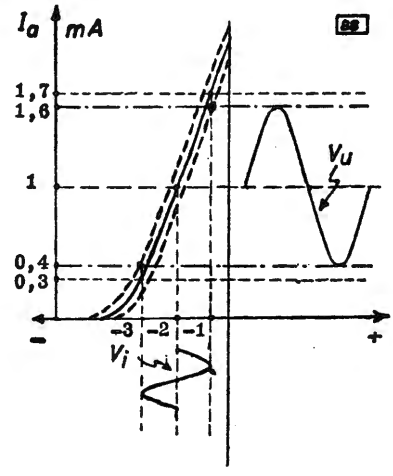


Fig. 88 - Comportamento del triodo esaminato sulla caratteristica.

Questi nuovi valori sono ottenuti mediante la curva tratteggiata superiore, che appunto si riferisce ad una V_a di circa 270 V.

In ogni modo, anche questa variazione della tensione di griglia viene ritrovata in placca 60 volte più ampia.

Concludendo quindi, il triodo scelto fornisce all'uscita, nelle citate condizioni di lavoro, un segnale di forma praticamente identica a quella d'ingresso, ma amplificata di circa 60 volte.

È ora necessaria però una precisazione: se il *punto di lavoro* (ossia i valori della tensione base di griglia e della tensione anodica), anzichè quello di fig. 88, fosse scelto, per esempio, più in basso, come mostra la fig. 89, si otterrebbe in uscita una tensione sensibilmente diversa.

Questa, rispetto alla precedente, mostra due notevoli, e spesso indesiderate, differenze: la prima consiste in una minore amplificazione, la seconda (spesso più grave) nel fatto che non viene mantenuta la simmetria fra le due semionde.

Tale comportamento, come del resto mette in evidenza la figura, è dovuto al fatto che le escursioni della tensione di entrata interessano un tratto di caratteristica che presenta una pendenza inferiore e per di più è curvo rispetto al tratto prima interessato.

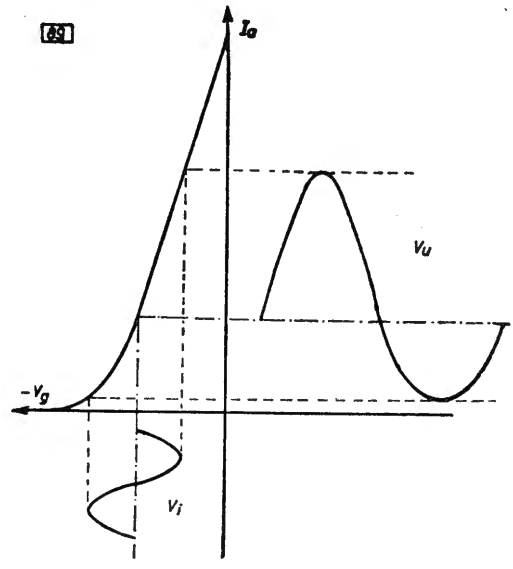
Da tale osservazione scaturisce quindi l'importanza che, agli effetti di una regolare amplificazione, ha l'opportuna scelta dei valori base di V_g e V_a, ossia appunto la scelta del punto di lavoro, quando la tensione d'uscita debba rispecchiare fedelmente (salvo per il valore molto più elevato) quella d'ingresso.

In ogni caso, da quanto finora detto, discende ancora un'altra considerazione; il segnale che compare in placca del triodo è in opposizione di fase con quello applicato in griglia (infatti all'aumento della tensione di quest'ultima consegue un aumento della I_a e quindi una diminuzione di V_a, per la caduta su R_L).

Famiglie di caratteristiche del triodo

Il sistema di calcolo semigrafico adottato nell'esempio precedente può essere effettuato in modo diverso, o può essere esteso alla determinazione di tutti i parametri che caratterizzano un triodo sia in funzionamento statico che dinamico, sfruttando dei grafici (forniti dal costruttore del tubo) che riportano

Fig. 89 - Importanza del punto di lavoro.



le relazioni esistenti fra V_a, I_a e V_g.

Si tratta delle *famiglie di curve caratteristiche*, che esprimono graficamente l'andamento di una grandezza in funzione di un'altra, per particolari valori della terza.

La più tipica, perchè di maggiore utilità, è *la caratteristica anodica*, che riporta la corrente di placca in funzione della relativa tensione, per vari valori prefissati della tensione (in genere negativa) di griglia.

Un esempio di famiglia di tali curve è dato in fig. 90.

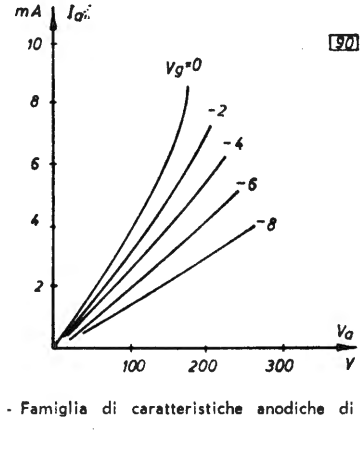


Fig. 90 - Famiglia di caratteristiche anodiche di un triodo.

Con opportuni procedimenti grafici, da queste curve e dalle caratteristiche di griglia, si potrebbero ricavare tutti i parametri tipici del triodo cui si riferiscono, nonchè le particolari condizioni di lavoro.

Capacità interelettrodiche

Si disse a suo tempo che un condensatore è sostanzialmente costituito da due conduttori affacciati con interposto un dielettrico qualunque.

È facile quindi dedurre l'esistenza di una capacità, seppur modesta, fra le superfici affacciate che costituiscono gli elettrodi di un tubo, ed in particolare di un triodo (avente il vuoto come dielettrico).

Quindi questa piccola ma non trascurabile *capacità parassita* esiste fra ogni coppia di elettrodi.

Si hanno quindi delle capacità, appunto dette *interelettrodiche*, fra griglia e placca, fra griglia e catodo e fra placca e catodo, come rappresentato in fig. 91.

La capacità griglia-placca (Cag) in genere è la più pericolosa delle tre.

Si è infatti visto, nell'esempio fatto di triodo amplificatore, come (almeno nella maggioranza dei casi) la griglia costituisca l'ingresso del segnale e la placca ne costituisca l'uscita; la presenza allora di tale capacità, che offre un possibile percorso fra uscita e ingresso, può essere molto dannosa se le frequenze in gioco sono piuttosto elevate, se cioè la reattanza di C_{ag} diventa non più tanto alta.

Comunque il valore di C_{ag} è qualche frazione di pF o al massimo qualche pF.

Quando particolari motivi costringono ad usare, per esempio in VHF ed UHF, i triodi come amplificatori, la realizzazione meccanica degli stessi viene particolarmente studiata

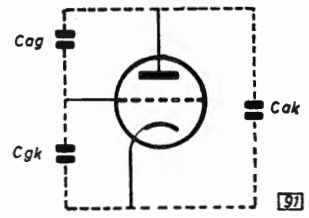


Fig. 91 - Rappresentazione schematica delle capacità interelettrodiche.

onde ottenere, a parità di altri parametri, valori i più bassi possibili di tali capacità, ed in particolare appunto di quella griglia-placca.

Se invece i suddetti motivi particolari, vincolanti all'uso dei triodi, non esistono, vengono allora adottati altri tipi di tubi, entro ai quali, e precisamente fra griglia e anodo, sono state ulteriormente inserite una o più griglie aventi lo scopo (almeno una) di schermare fra loro i suddetti elettrodi, onde evitare i dannosi effetti derivanti dal loro accoppiamento.

IL TETRODO

Il metodo più semplice per eliminare gli effetti dannosi della capacità griglia-anodo consiste nell'inserire uno schermo elettrostatico fra questi due elettrodi.

Tale schermo sarà costituito, per gli stessi motivi costruttivi visti per la griglia-controllo, da una reticella a maglie, oppure, più modernamente, da una spirale di passo opportuno.

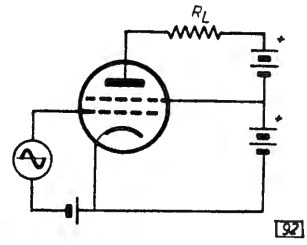


Fig. 92 - Circuito applicativo di un tetrodo.

L'inserzione di tale ulteriore elettrodo, detto *griglia schermo*, porta ad un nuovo tipo di tubo, detto *tetrodo*.

La presenza della griglia schermo fa sì che il tetrodo presenti, rispetto al triodo, un comportamento diverso, che in molte applicazioni può essere di grande utilità.

La griglia schermo, per non respingere gli elettroni diretti verso la placca, deve essere polarizzata positivamente; infatti la tensione che ad essa viene applicata è normalmente uguale o di poco inferiore a quella di placca.

Il flusso di elettroni che passa attraverso le maglie di tale griglia viene ovviamente accelerato dal potenziale positivo di essa; poichè gli elettroni costituenti la corrente anodica incontrano, nel loro percorso dalla griglia controllo alla placca, prima di quest'ultima, la griglia schermo, la loro accelerazione e quindi la corrente anodica vengono a dipendere prevalentemente dal potenziale di questa seconda griglia.

Ciò equivale a dire che, in un tetrodo, una volta assegnato alla griglia schermo un certo valore, l'unica che praticamente determina e definisce il valore della corrente anodica è la griglia controllo.

Si noti che l'indipendenza, o quasi, della corrente anodica dalle variazioni subite dalla tensione di placca (naturalmente entro certi limiti) si traduce in una possibilità di amplificazione molto maggiore che il tetrodo ha nei confronti del triodo, perchè in tal caso le cadute di tensione ai capi della resistenza di carico restano quasi senza effetto nei confronti della variazione della corrente anodica, che invece nel triodo si riflette negativamente, come si è visto nel precedente esempio numerico.

In fig. 92 è rappresentato il circuito tipico di un tetrodo.

Il fatto che la griglia schermo sia a potenziale positivo porta come ovvia conseguenza che un certo numero degli elettroni che provengono dal catodo vengono captati anche da essa; quindi il circuito associato alla griglia schermo è sempre attraversato da una certa corrente.

Quando la tensione di tale griglia è inferiore a quella della placca, la corrente che attraversa il suo circuito è sensibilmente inferiore a quella anodica; se invece la tensione di schermo è superiore a quella anodica (questa però non è una condizione normale di funzionamento), allora la percentuale di corrente « catturata » a spese di quella anodica diventa sempre più elevata, finanche (per valori molto bassi della tensione di placca) a raggiungere il valore di quasi tutta la corrente emessa dal catodo.

Le curve caratteristiche del tetrodo sono sensibilmente diverse da quelle del triodo; in fig. 93 è particolarmente da notare (per valori di V_a sufficientemente elevati) la notevole indipendenza della I_a dalla V_a stessa.

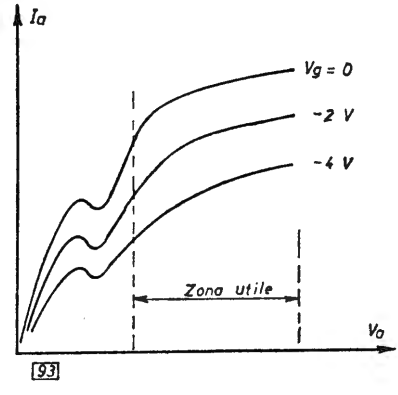


Fig. 93 - Curve caratteristiche anodiche del tetrodo.

Tale famiglia di caratteristiche anodiche, data per un certo numero di tensioni di griglia controllo, è naturalmente ottenuta per un particolare valore prefissato della tensione di griglia schermo.

Emissione secondaria

Quando un conduttore viene colpito da elettroni, ossia subisce ciò che si chiama un « bombardamento elettronico », esso emette pure elettroni, detti *secondari.*

Il numero di questi elettroni rispetto a quelli bombardanti o primari, dipende dalla velocità, cioè dall'energia con la quale questi ultimi colpiscono la superficie del metallo; varia da conduttore a conduttore e dipende pure dalle condizioni della superficie stessa.

È evidente che, a parità di altre condizioni, l'estrazione di elettroni secondari da parte di un elettrone primario avviene in misura tanto più cospicua quanto più elevata è la energia di urto di quest'ultimo sugli elettroni liberi del conduttore.

Gli elettroni così estratti fuoriescono dalla superficie del metallo costituendo ciò che si chiama emissione *secondaria.*

Nei tubi elettronici, gli elettroni provenienti dal catodo e più o meno accelerati provocano appunto (quando giungono sulla placca) tale fenomeno, che può presentare o meno inconvenienti, a seconda dei tipi.

Nei triodi infatti gli elettroni secondari, per la presenza della griglia e della carica spaziale, non possono far altro che ricadere sulla placca.

Nei tetrodi invece la vicinanza della griglia schermo, che inoltre è positiva, non può far altro che provocare la cattura, da parte della stessa, degli elettroni secondari provenienti dalla placca; ciò in particolare avviene quando la tensione anodica è piuttosto bassa e non riesce quindi a riattirare questi elettroni.

Ne deriva una conseguenza nociva; infatti questo flusso di elettroni tra la placca e la griglia schermo costituisce una corrente che si muove in direzione opposta alla corrente anodica, e da essa quindi va sottratta, con la conseguenza che la corrente totale nel circuito anodico subisce una diminuzione.

Tale fatto porta come conseguenza la irregolarità riscontrabile in fig. 93 nella zona bassa delle caratteristiche.

L'avvallamento che vi si nota limita ovviamente l'estensione del tratto di curva in cui si può far funzionare il tubo come amplificatore.

IL PENTODO

Gli effetti indesiderati dell'emissione secondaria possono essere praticamente eliminati interponendo, fra la placca e griglia schermo, un ulteriore elettrodo, che, dovendo lasciar passare gli elettroni diretti alla placca, sarà a sua volta costituito a guisa di griglia.

Esso dovrà avere inoltre un'opportuna polarità; infatti normalmente è collegato al potenziale comune di riferimento (o zero) di tutti gli elettrodi, o comunque al catodo (talvolta addirittura ad un potenziale negativo rispetto a quello di riferimento).

Così facendo, essendo cioè tale elettrodo sempre negativo rispetto alla più bassa tensione anodica usabile, gli elettroni che fuoriescono dalla placca in seguito all'emissione secondaria sono costretti a ritornare sulla stessa, perchè respinti dalla zona a basso potenziale verso la quale sono diretti.

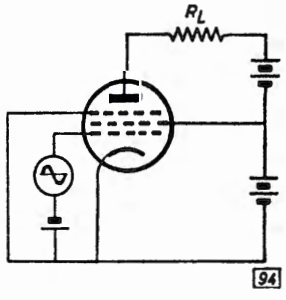
In tal modo non si ha più la corrente secondaria ed i relativi, dannosi effetti.

Il nuovo elettrodo, in virtù della sua funzione, viene detto *griglia di soppressione,* o più semplicemente *soppressore.*

Il nuovo tipo di tubo così ottenuto si chiama *pentodo.*

Esso, ed il relativo circuito, sono rappresentati in fig. 94.

La presenza del soppressore, e quindi la sua azione elettrostatica, eliminano la irregolarità della curva caratteristica nella zona di bassa tensione anodica; tale curva diventa sempre più indipendente dalla suddetta tensione, e si ha un miglioramento delle possibilità di amplificazione.



g. 94 - Circuito di un pentodo.

I normali valori di amplificazione ottenibili da un pentodo possono raggiungere qualche centinaio di volte.

In fig. 95 sono riportate le curve caratteristiche anodiche di un pentodo generico.

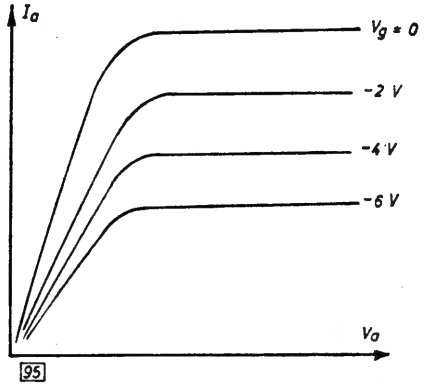


Fig. 95 - Caratteristica anodica di un pentodo.

Dall'esame delle stesse discende chiaramente la verifica di quanto ora detto; è infatti evidente la molto maggiore escursione del tratto sfruttabile per una regolare amplificazione.

Un'ulteriore conseguenza dell'inserzione della griglia di soppressione consiste nell'azione schermante che essa svolge fra la griglia controllo e la placca, cosa che riduce ulteriormente gli effetti della capacità interelettrodica.

IL TETRODO A FASCIO

L'inconveniente dell'emissione secondaria può essere minimizzato anche con un sistema diverso da quello sopra descritto.

È infatti possibile disporre e spaziare i quattro elettrodi di un tetrodo (in particolare griglia schermo e placca) in modo tale che gli elettroni, dopo aver attraversato le griglie, vengano molto rallentati nella loro corsa verso la placca (in ispecie per bassi valori di tensione anodica) fino a raggiungere, in una zona intermedia fra i due elettrodi, velocità quasi nulla.

In questa posizione essi vengono così a costituire una vera e propria carica spaziale, la cui funzione è chiaramente analoga a quella del soppressore, e cioè quella di respingere sulla placca gli elettroni secondari da essa provenienti.

Per ottenere questo nuovo tipo di funzionamento è necessario che il flusso di elettroni, nel tragitto verso la placca, si suddivida in fasci, e ciò è facilitato dalla presenza, nella zona schermo — anodo, di due placchette, collegate internamente al catodo, cioè a potenziale negativo.

È per questo che tale tipo di tubo viene denominato: *tetrodo a fascio.*

Esso presenta caratteristiche particolarmente idonee all'uso come amplificatore di piccola potenza, e sotto tale aspetto è preferito ai tetrodi convenzionali.

TUBI PLURI GRIGLIA

La rassegna dei vari tipi di tubi fin qui fatta ci consente di affermare, in definitiva, che alle griglie è affidato il compito di controllare, con varie finalità, la corrente anodica.

Qualora si presentino particolari necessità, per esempio la contemporanea applicazione di due o più segnali entranti da amplificare od elaborare in qualche modo, vengono usati tubi contenenti un numero maggiore di griglie, ognuna delle quali svolge una particolare azione sulla corrente anodica.

Eventuali chiarimenti sul funzionamento di questi tubi saranno forniti quando verranno esaminate le relative applicazioni pratiche.

TUBI A PENDENZA VARIABILE

Si è già accennato ai legami che intercorrono fra i vari parametri dei tubi (in particolare dei triodi), nonchè fra gli stessi e l'amplificazione ottenibile.

Tale dipendenza può essere sfruttata quando, per esempio, in qualche particolare applicazione sia necessario variare l'amplificazione del tubo onde ottenere un opportuno valore della tensione d'uscita.

Ciò può essere ottenuto variando la polarizzazione della griglia.

Nei tubi infatti aumentando il negativo di griglia si può, come visto più sopra, spostare il funzionamento su tratti a minor pendenza della curva caratteristica, col risultato di una diminuzione dell'amplificazione.

Tale variazione di pendenza, e quindi di amplificazione, per i tubi di normale costruzione avviene però troppo bruscamente, raggiungendosi ben presto l'interdizione; perciò tali prerogative non sono molto adatte all'ottenimento di controlli estesi e lineari sull'amplificazione.

È possibile invece realizzare tubi tali da presentare una variazione più lenta ed uniforme della pendenza della caratteristica, in guisa da allontanare anche notevolmente verso tensioni più negative il punto di interdizione.

Ciò si ottiene costruendo la griglia controllo mediante una spirale a passo non uniforme, bensì variabile secondo una legge particolare.

Ne risulta in definitiva che la zona di possibile azione di controllo è molto più vasta, conferendo al tubo la possibilità di tollerare segnali molto più ampi senza apportare ad essi alcuna deformazione.

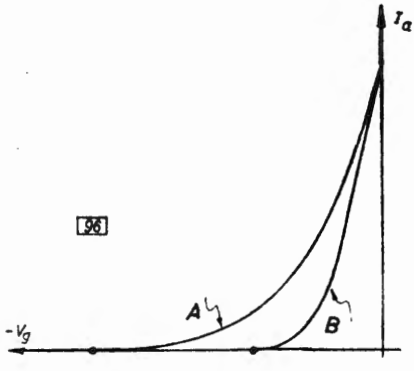


Fig. 96 - Caratteristiche di tubi a pendenza variabile (A) e fissa (B).

In fig. 96 vengono raffrontate le caratteristiche mutue di due diversi tubi.

In essa B rappresenta la curva di un tubo a pendenza fissa, A quella di un tubo cosiddetto a *pendenza variabile*, ed anche ad *interdizione lontana;* queste infatti sono le caratteristiche di comportamento che tale tipo di tubo presenta in conseguenza della sua particolare costruzione, cui si è poc'anzi accennato.

CONSIDERAZIONI VARIE SUI TUBI ELETTRONICI

Alla veloce rassegna sulle caratteristiche dei vari tipi di tubi sin qui esposta, occorre ancora aggiungere qualche breve considerazione particolare.

Parametri dei tetrodi e dei pentodi

Le formule e le definizioni dei parametri caratteristici dei pentodi e dei tetrodi sono identiche a quelle viste per i triodi, salvo però che in tal caso le grandezze tenute costanti sono più di una.

Per esempio, per la g_m valgono le stesse considerazioni, ma per vari valori prefissati e costanti di V_a e V_{g2}.

Allo stesso modo, per la R_a occorre considerare costanti V_g e V_{g2}.

Effetti della corrente di griglia controllo

È già stato detto che, quando il segnale di controllo applicato alla griglia sovrasti, per una parte più o meno grande della sua semionda positiva, il valore della polarizzazione, scorre corrente anche nel circuito di griglia.

Questo sta a significare che, limitatamente all'intervallo entro il quale il segnale rende la griglia positiva, una parte degli elettroni emessi dal catodo vengono captati dalla stessa griglia, cioè vengono sottratti alla corrente anodica con evidente riduzione del segnale in uscita, fatto questo che, se il circuito non è

opportunamente dimensionato, può portare a diversi effetti indesiderati, uno dei quali, per esempio, è la deformazione del segnale stesso.

Dissipazione anodica

Il fatto che gli elettroni emessi dal catodo, accelerati o meno che siano da altri eventuali elettrodi, raggiungano la placca dotati di una velocità nient'affatto trascurabile, e quindi di una certa energia, porta come ovvia conseguenza che la somma di tutte le energie parziali possedute dai singoli elettroni va dissipata sull'anodo, per urto contro lo stesso.

È facile quindi intuire che ne deriva, per tale elettrodo, un riscaldamento, che è tanto più elevato quanto più alto è il numero di elettroni, cioè la corrente, e quanto più elevata è la velocità degli stessi, cioè in definitiva, la tensione anodica.

Alla potenza dissipabile in calore esiste ovviamente un limite, perchè diversamente la placca e gli elettrodi ad essa vicini assumerebbero temperature intollerabili.

Tale limite è strettamente legato alle dimensioni ed alle caratteristiche costruttive e di funzionamento del tubo.

Il costruttore ne segnala, a coloro che lo dovranno impiegare, quando tale limite è raggiunto, indicando il prodotto fra la tensione e la relativa corrente anodica oltre il quale, in funzionamento, non si deve mai andare, per non compromettere la vita del tubo stesso.

A tale prodotto si dà il nome di *massima dissipazione anodica.*

Queste considerazioni valgono ugualmente per tutti gli elettrodi del tubo che siano soggetti a passaggio di corrente, e quindi a tensione positiva applicata.

CLASSI DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI

Qualunque possa essere l'impiego di un tubo, ovverossia il particolare circuito di cui esso faccia parte, il funzionamento dello stesso è riconducibile ad un amplificatore, in cui la tensione di pilotaggio è applicata fra griglia e catodo e la tensione di uscita è prelevata in genere fra placca e punto comune di riferimento.

Conviene quindi definire le condizioni di impiego del tubo in base alla posizione del suo punto di lavoro sulla caratteristica mutua.

La definizione delle condizioni di lavoro risulta quindi fissata in funzione della relazione esistente fra la tensione di griglia controllo e la corrente anodica (fissi restando gli altri parametri).

Sfruttando quindi la già vista caratteristica mutua, detta anche « di trasferimento », è stato fissato un sistema di individuazione rapida che, a seconda della zona di polarizzazione scelta per il tubo, stabilisce la relativa classificazione o classe di funzionamento.

Ciò è necessario in quanto per ciascuna delle tre condizioni « tipo », rispettivamente A, B e C, poste in evidenza dalla fig. 97, si hanno tre tipi fondamentali e differenziati di funzionamento.

Tuttavia le distinzioni tra questi tipi non sono così nette, tant'è vero che si è sentita la

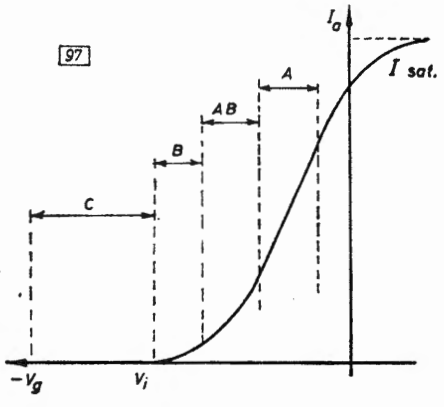


Fig. 97 - Localizzazione delle classi di funzionamento.

necessità di introdurre delle classi intermedie.

Classe A

Caratteristica del funzionamento in classe A è che il punto di lavoro è all'incirca nel centro del tratto rettilineo della curva di trasferimento.

Con ciò, se le escursioni del potenziale di griglia per effetto del segnale ad essa applicato sono tali da rimanere entro la zona suddetta, la forma d'onda all'uscita del tubo ripete fedelmente quella del segnale d'ingresso.

Così stando le cose, ne consegue anche che la corrente anodica scorre per tutta la durata del ciclo del segnale entrante, ed il suo valore medio rimane costantemente identico a quello di riposo.

Poichè l'intervallo entro cui variano sia la tensione di griglia che, di riflesso, la corrente anodica, è, per i motivi prima illustrati, piuttosto ristretto, ne deriva che dal tubo non si può « estrarre », ove ve ne fosse necessità, tutta la potenza di cui esso sarebbe capace, e che corrisponderebbe alla massima escursione anodica possibile, e cioè da zero alla saturazione.

Il risultato è dunque che il *rendimento anodico*, cioè il rapporto fra la potenza sfruttata all'uscita (P_u) e la potenza di alimentazione ($V_a \cdot I_a$) è piuttosto basso, e più esattamente pari al 25 ÷ 30% per i triodi e 35 ÷ 40% per i tubi a fascio.

Comunque, per stadi amplificatori in cui, ai capi del carico non interessi tanto ottenere un tasso elevato di potenza, quanto invece una semplice amplificazione di tensione, quando cioè quello che interessa è, in altre parole, ottenere la massima tensione possibile ai capi di un carico anodico in genere piuttosto alto, allora il funzionamento in classe A è il più indicato, soprattutto per la sua fedeltà di riproduzione.

In fig. 98 è dato un esempio di tale funzionamento.

In essa il punto x rappresenta la tensione di interdizione e il punto z la corrente di saturazione, grandezze che già sono note.

Il punto y è quello di lavoro; ad esso, come si vede, corrispondono la tensione di griglia V_{g0}, che è quella di polarizzazione, la corrente anodica I_{a0}, detta di *riposo*.

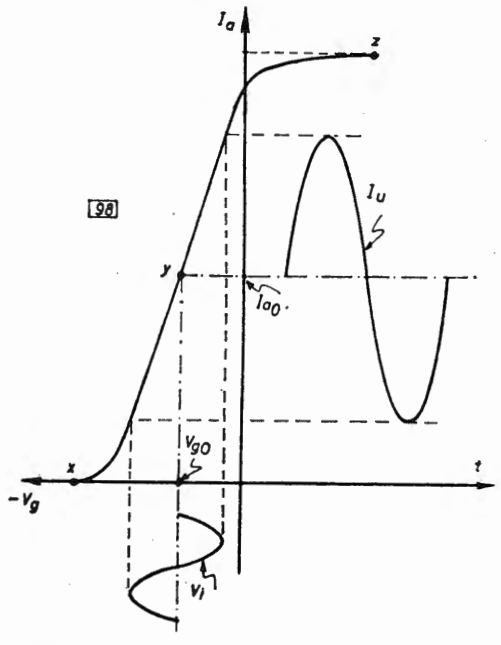


Fig. 98 - Esempio di amplificazione in classe A.

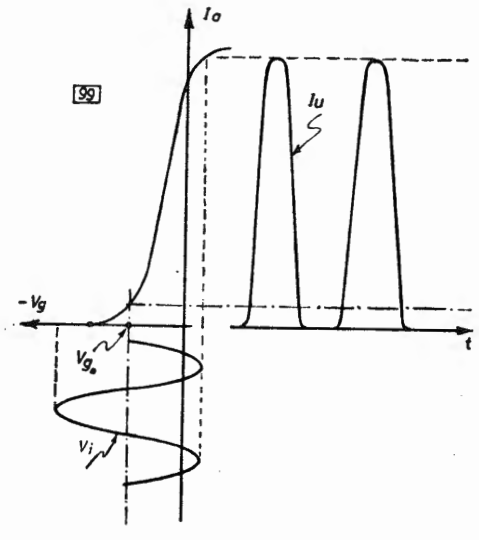


Fig. 99 - Funzionamento della classe B.

Classe B

Caratteristica del funzionamento in classe B è quella di avere il punto di lavoro nelle vicinanze più o meno immediate dell'interdizione, cosicchè, in assenza di segnale d'ingresso, la corrente anodica che scorre nel tubo è molto bassa, mentre, in presenza di segnale, la corrente, piuttosto elevata, scorre solo in corrispondenza dell'escursione positiva della tensione di segnale applicato alla griglia, in quanto, durante l'escursione negativa, essa diventa ancor più negativa del valore d'interdizione, con conseguente bloccaggio totale della corrente anodica.

Quindi, rispetto a tutto il ciclo dell'onda d'ingresso, la corrente anodica scorre solo per circa metà ciclo, cioè 180°.

Quest'angolo costituisce ciò che si chiama *angolo di circolazione.*

È ovvio allora che, nel caso della classe A, tale angolo è di 360°, appunto perchè si è visto che per ogni valore della gamma di tensioni che la griglia assume, nel circuito di placca scorre sempre corrente.

Dall'andamento rappresentato in fig. 99 si vede come, non essendo rettilinea la caratteristica, la forma d'onda della corrente di placca sia sensibilmente diversa dalla forma della tensione impressa alla griglia, tanto più che essa è resa fortemente dissimmetrica dalla soppressione praticamente totale della parte negativa dell'onda entrante.

Poichè la corrente anodica è proporzionale alla tensione del segnale d'entrata, e la potenza d'uscita è proporzionale al quadrato della corrente, ne consegue che, più alto è il segnale d'ingresso, tanto più alte sono la potenza d'uscita ed il rendimento; di qui l'opportunità di applicare segnali di ampiezza tale che la griglia assuma, in corrispondenza dei massimi di essi, valori positivi, ossia giunga alla conduzione, onde sfruttare in tal modo la massima emissione.

Il rendimento tipico del funzionamento in classe B si aggira sul 50 ÷ 60%.

Si vedrà più oltre come ovviare, ove sia necessario, all'inconveniente della fortissima deformazione del segnale in uscita.

Come è stato posto in evidenza sia nel testo sia nella figura esplicativa, per una certa parte del ciclo del segnale si ha scorrimento nel circuito di griglia di una certa corrente, che, ovviamente, deve venir fornita dal generatore di segnale.

Questo avviene nelle due porzioni di sinusoide d'ingresso che sorpassano, verso destra, l'asse verticale di fig. 99.

Ciò significa che, in tale regime, la griglia del tubo assorbe, dalla sorgente del segnale, una certa potenza, che tale sorgente deve perciò essere in grado di fornire.

Essa è, mediamente, nel rapporto da 1 a 100 con la potenza disponibile alla placca.

Classe A B

In questa classe intermedia, il punto di lavoro è situato nella porzione intermedia fra la zona A e quella B di fig. 97.

In tal modo, quando il segnale supera una certa ampiezza esso investe zone curve e dissimmetriche della caratteristica mutua; il funzionamento diventa quindi quello della classe B, e perciò il segnale d'uscita subisce deformazioni rispetto a quello entrante.

Se invece l'ampiezza del segnale è modesta, esso interessa zone praticamente lineari della caratteristica ed il tubo funziona in classe A.

L'angolo di circolazione è, in ogni caso, compreso fra poco più di 200° e quasi 360°.

Comunque un'identificazione un po' meno generica della zona di lavoro vien fatto chiamando classe A B 1 il modo di funzionare nel quale la griglia, in virtù del limitato segnale d'ingresso, rimane sempre negativa o al massimo arriva a zero; classe A B 2 quando invece l'escursione positiva supera lo zero e si ha scorrimento di corrente nel circuito di griglia.

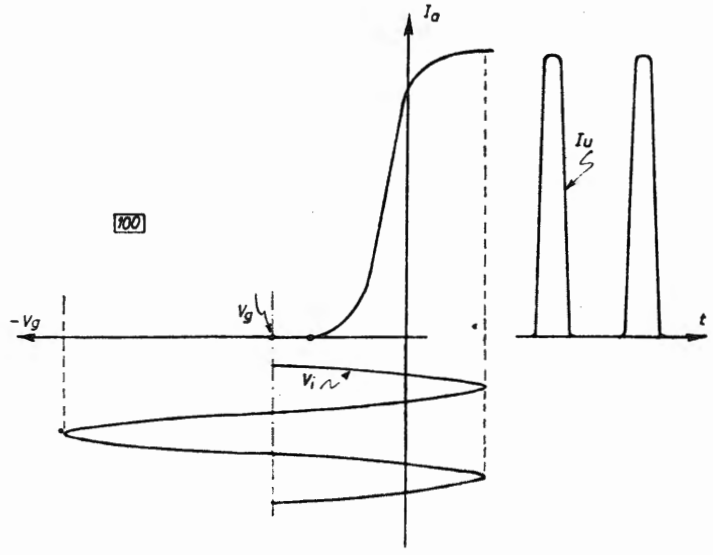
In definitiva, l'elemento che meglio contraddistingue le due sottoclassi è che nella A B 1 non scorre corrente di griglia, e quindi il tubo non ha bisogno di essere pilotato in potenza dal generatore che lo precede; nella A B 2 invece si ha il passaggio di una corrente di griglia, e quindi il tubo assorbe una certa potenza (piuttosto limitata comunque) del generatore che lo pilota.

In conseguenza della posizione intermedia del punto di lavoro, anche il rendimento è intermedio fra quello della classe A e quello della classe B, e cresce passando dalla AB1 alla AB2.

Classe C

Nella classe C il punto di lavoro è sensibilmente spostato oltre la tensione d'interdizione, e perciò il tubo dà segnale in uscita solo in corrispondenza di quell'intervallo del ciclo

Fig. 100 - Forme d'onda nella classe C.



del segnale d'ingresso, durante il quale la tensione di griglia supera il valore d'interdizione del tubo.

Ciò significa che l'angolo di circolazione è ancora più ridotto rispetto ai valori precedentemente visti ed è compreso fra 100° e 140°, cioè i picchi di corrente anodica sono piuttosto stretti, e comunque inferiori a mezzo ciclo.

Quindi prerogativa, anche se negativa, del funzionamento in classe C è la notevolissima deformazione del segnale restituito in uscita.

A suo tempo sarà tuttavia chiarito come gli effetti nocivi di tale comportamento possano, in regime di correnti sinusoidali, essere praticamente annullati.

Una caratteristica, positiva questa, è invece l'attitudine a fornire la massima potenza di uscita nonchè il massimo rendimento.

Quest'ultimo, per valori opportuni dell'angolo di circolazione, può raggiungere facilmente il 70%.

Poichè la potenza d'uscita in classe C è proporzionale al quadrato della tensione anodica, il valore massimo di essa, ed anche del rendimento si ottiene quando il pilotaggio spazia da zero al valore di saturazione.

Questo è posto molto oltre lo zero verso le tensioni positive, e di conseguenza si ha una sensibile corrente di griglia; quindi dal generatore che pilota il tubo si ha, in classe C, un assorbimento di potenza di una certa entità.

Ovviamente, in mancanza di segnale in griglia, la corrente anodica è nulla, essendo il tubo ampiamente interdetto.

TUBI IN CONTROFASE

L'esame delle varie classi di funzionamento sin qui condotto ha mostrato come, man mano che ci si sposta dalla classe A verso la C, le più o meno ampie escursioni di tensione cui il segnale obbliga la griglia vengono ritrovate, nel circuito di placca, sempre più deformate o per lo meno dissimmetrizzate.

L'esempio tipico del funzionamento in classe B mostra come la tensione in uscita consista nella metà esatta del periodo che caratterizza il segnale d'ingresso (esso è stato supposto sinusoidale per semplicità di trattazione).

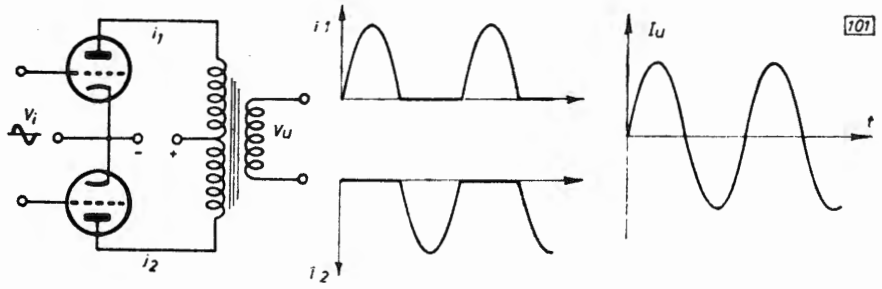
Sembrerebbe quindi che fosse impossibile applicare ampi segnali alla griglia dei tubi ed ottenerne all'uscita gli stessi fedelmente amplificati.

Questo invece può essere facilmente ottenuto usando due tubi anzichè uno solo, collegati in modo che, allo stesso carico, uno dei due fornisca una semionda del segnale applicato e l'altro fornisca l'altra semionda.

Questo tipo di collegamento è detto *in opposizione di fase*, o più semplicemente *controfase* (è molto diffusa la dizione inglese *push-pull*).

Con tale tipo di collegamento, rappresentato nella sua realizzazione circuitale (semplifi-

Fig. 101 - Circuito e forme d'onda del controfase.



cata) e nel suo funzionamento in fig. 101, i tubi possono lavorare in regime di segnali elevati, quindi con conseguenti elevate potenze d'uscita e forti rendimenti, conservando nel contempo la forma d'onda pressochè fedelmente.

La denominazione di questo circuito discende dal fatto che, per ottenere in uscita la ricostruzione fedele del segnale, occorre che questo sia applicato all'insieme dei due tubi in modo da risultare identico sulla griglia di ciascuno di essi, ma in completa opposizione di fase rispetto alla griglia dell'altro.

Infatti riferendoci alla fig. 99, si comprende subito che solo in tal modo le due semionde in uscita si compongono esattamente in un segnale di forma praticamente identica a quella del segnale d'ingresso, ma notevolmente amplificata.

Come indicato in figura, il sistema normalmente usato per ripristinare nel suo aspetto il segnale, cioè per opportunamente ricomporlo, consiste nell'inserzione di un adatto trasformatore.

Il suo primario è diviso in due parti uguali (dal punto di vista elettrico), in quanto la necessità di avere due tensioni di placca identiche in valore richiede l'uguaglianza dei due carichi applicati, cioè delle due impedenze; ciò si ottiene appunto dotando tale avvolgimento di una presa al punto centrale.

Tale punto rappresenta il riferimento comune dei due carichi e quindi ad esso è collegato un capo della tensione di alimentazione.

Il segnale d'uscita viene prelevato dal secondario di questo trasformatore; esso infatti somma gli effetti delle due correnti i_1 ed i_2 che circolano nel primario in conseguenza della relativa semionda di conduzione, e ricompone così l'effettivo aspetto del segnale, però amplificato.

Per quanto concerne il circuito d'ingresso, il sistema più semplice per ottenere segnali in opposizione di fase alle due griglie è ancora quello del trasformatore; esso avrà il secondario costituito da due avvolgimenti identici ed opportunamente collegati (in pratica anche questo è un avvolgimento con presa centrale), onde ottenere fra un estremo ed il centro, in virtù del senso delle correnti che in conseguenza lo percorrono, una tensione che è in opposizione di fase con quella presente sull'altro estremo.

In definitiva il circuito completo e tipico di stadio amplificatore in controfase è quello di fig. 102.

Esaminiamo ora brevemente il comportamento del circuito nella sua completezza, sempre nell'ipotesi che esso lavori in classe B.

Se, in un certo istante considerato, su un estremo del secondario di T_1, in conseguenza della corrente di segnale che scorre entro il primario, è presente una tensione positiva, nello stesso istante, sull'altro estremo, è presente una tensione identica di valore, ma di segno negativo.

Ne consegue che, quando la tensione di griglia di un tubo (risultante dalla sovrapposizione del segnale alla polarizzazione) svolge la semionda positiva, scorre nel tubo stesso, e cioè in una metà del primario di T_2, una cor-

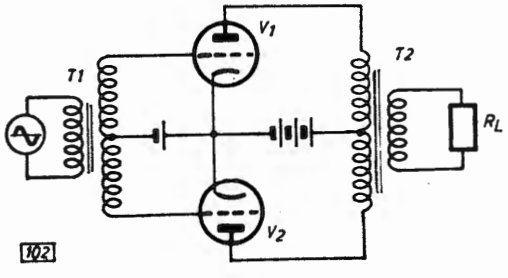


Fig. 102 - Amplificatore in controfase.

rente anodica che ricopia la semionda di tensione entrante, mentre nell'altro tubo, e quindi nell'altra metà del primario, non scorre corrente perchè la tensione di griglia risultante supera l'interdizione.

Durante la semionda successiva, i due tubi si scambiano le predette funzioni, col risultato che al secondario del trasformatore risulta presente la semionda di segno opposto al precedente. La somma dei due effetti porta così a ripristinare, amplificata e indistorta, l'onda completa.

Concludendo, con tale circuito, da tubi che, montati singolarmente, avrebbero consentito amplificazioni non deformate solo a segnali di entità limitata, ricavandone di conseguenza potenze e rendimenti scarsi, si possono ottenere invece potenze molto superiori (a parità di deformazione) nonchè rendimenti molto più elevati, appunto perchè sono consentiti segnali d'ingresso di maggiore ampiezza.

Il circuito d'impiego ora esaminato è stato riferito alla adozione di triodi per semplicità, ma è evidente che identiche considerazioni possono applicarsi ai tetrodi ed ai pentodi; in tal caso anzi si ottengono risultati anche migliori.

CONSIDERAZIONI FINALI SUGLI AMPLIFICATORI

Ora che sono state esposte le modalità di funzionamento delle varie classi in rapporto all'entità dei segnali da amplificare ed alla fedeltà con cui essi sono riprodotti, ne esamineremo in dettaglio, anche se brevemente, le singole applicazioni, che appunto a tale comportamento sono legate.

Amplificatori per basse frequenze

La classe A viene molto usata in tutti i circuiti in cui i livelli dei segnali in gioco sono piuttosto modesti, e contemporaneamente interessa la massima fedeltà onde ottenere la miglior identificazione del segnale; tale funzionamento quindi è tipico di tutti i circuiti che effettuano solamente amplificazione di tensione, che non devono cioè erogare sensibile potenza sui circuiti o carichi applicati.

Qualora invece l'erogazione di una certa potenza sia richiesta, il funzionamento in classe A è limitato ai circuiti dai quali sia necessario ottenere potenze massime di qualche watt.

Le limitazioni derivano dallo scarso rendimento che il tubo presenta lavorando in tale classe, nonchè dalla elevata dissipazione anodica che ne deriva.

Infatti la differenza che passa fra la potenza che interessa la placca, cioè il prodotto $I_a \cdot V_a$, e la potenza erogata al carico, non può che essere dissipata dalla placca stessa in forma di calore, con la conseguenza che questa eleva pericolosamente la sua temperatura, ciò anche in considerazione del fatto che la corrente anodica scorre sempre nel tubo e quindi la dissipazione è continua.

Man mano che le esigenze di potenza e di rendimento vanno aumentando, si passa alle classi successive, e cioè dalla AB1 per potenze di poche decine di W, alla AB2 per molte decine di W, fino a giungere alla B, nella qual classe si ottengono, da tubi normali, potenze finanche oltre i 100 W, e da tubi cosiddetti trasmittenti molte centinaia di W e oltre.

Generalmente negli amplificatori funzionanti nelle classi AB e B si adottano coppie di tubi in controfase, e ciò per la necessità quasi sempre esistente di ripetere il più fedelmente possibile i segnali d'ingresso.

I valori di potenza sopra enunciati si riferiscono precisamente a coppie di tubi montati in controfase.

Naturalmente poi, a fornire la piccola potenza necessaria per pilotare questi stadi, viene normalmente adibito un tubo funzionante in classe A.

I tipi più frequentemente adottati sono, in ogni caso, i tetrodi a fascio, oppure i pentodi, in quanto da questi due tubi si ottiene una maggiore amplificazione.

Amplificatori per radiofrequenze

È necessario scindere l'esame di tale categoria in due casi distinti.

Può infatti presentarsi la necessità di amplificare un'onda che serva « da veicolo » ad un certo segnale; a tale onda cioè può essere stato impresso un segnale che abbia un particolare significato, contenente cioè una « informazione ».

Poichè lo scopo è quello di riottenere fedelmente amplificata l'informazione stessa, non è così possibile apportare al segnale complessivo alcuna deformazione.

Ma di ciò sarà detto più ampiamente parlando della « modulazione ».

Tale necessità di fedele riproduzione della informazione, cioè del segnale « trasportato »,

spesso costituito da audiofrequenze, pone quindi come condizione inderogabile (per mantenere le possibilità di identificazione) che l'amplificatore sia *lineare.*

Ciò significa che il rapporto tra il valore istantaneo del segnale uscente ed il corrispondente valore istantaneo del segnale entrante si deve mantenere rigorosamente costante, qualunque sia l'istante considerato.

Questo è appunto quanto avviene, con buona approssimazione, per gli amplificatori singoli in classe A, oppure per quelli funzionanti in controfase dalla classe A alla B.

In tal caso allora valgono esattamente le considerazioni fatte a proposito degli amplificatori per basse frequenze; non è però più necessario l'uso di due tubi controfase.

Infatti, potendosi realizzare, a tali frequenze, circuiti accordati aventi un Q sufficientemente elevato, l'effetto volano, che si è visto essere ottenibile da tali circuiti, serve appunto a reintegrare nella sua completezza il ciclo del segnale.

Ricordando infatti quanto detto a suo tempo su questo effetto, la forma d'onda in uscita da un tubo funzionante in classe AB o B, che rispecchia quella in figura 57, mediante la semplice applicazione, in uscita del tubo, di un opportuno circuito accordato, diventa quella di fig. 58, che ripete cioè fedelmente il segnale entrante; unica condizione è che la classe di funzionamento non sia oltre la B, affinchè possa venire integralmente riprodotta almeno una semionda completa.

Tale applicazione è quindi tipica per gli amplificatori che lavorino con livelli di segnale piuttosto elevati e che contemporaneamente debbano mantenere inalterata la forma d'onda.

Il secondo caso si riferisce invece alla necessità di amplificare segnali costituiti da una onda pura e semplice a R.F. (*portante*).

In tal caso possono essere usate tutte le classi di funzionamento note.

Ad ogni modo, analogamente a quanto visto per le B.F., l'uso della classe A è diffuso e limitato ai circuiti che manipolano segnali e potenze non rilevanti.

Qualora si tratti di circuiti che debbano fornire potenze elevate, la classe più usata è la C, per il suo elevato rendimento nonchè per lo scarso interesse che assume la conseguente deformazione, anche per la presenza del circuito volano.

Negli ultimi casi ora esaminati si ricorre al controfase in genere solamente quando si abbia necessità di potenze maggiori di quella ottenibile da un singolo tubo.

Armoniche

Si è già visto, ed a più riprese, che gli amplificatori, specie se il livello del segnale d'ingresso è elevato, introducono deformazioni più o meno sensibili.

Ciò significa che il segnale d'uscita non riproduce quello d'ingresso amplificandolo solamente, ma in esso si trova qualcosa di diverso.

Così se, ad esempio, il segnale entrante è perfettamente sinusoidale, quello in uscita non lo sarà più.

Ricordando allora quanto fu detto a suo tempo, e cioè che ogni corrente alternata di forma diversa quanto si vuole da quella sinusoidale è riconducibile ad una somma di segnali (tutti sinusoidali) la cui frequenza fondamentale è quella stessa del segnale di partenza ed i cui altri termini della somma hanno frequenze multiple della fondamentale, si può affermare che l'amplificatore introduce della armoniche.

Tutto ciò sta a significare che, in conseguenza della « non linearità » del circuito di impiego del tubo, all'uscita dello stesso sono pure presenti frequenze diverse da quella del segnale introdotto, e più precisamente multiple di esso, però di livello molto più basso.

Se poi il tubo è usato in un circuito che eroghi una forte potenza, anche la potenza che caratterizza tali segnali « spuri » presenti non è trascurabile, il che può portare a conseguenze nocive e comunque indesiderate.

Nel caso quindi in cui tale non linearità sia inevitabile e quanto meno prevedibile occorre, per evitare le conseguenze della presenza di armoniche a livelli pericolosi, spingere al massimo possibile la selettività del circuito volano oppure, ove ciò non sia sufficiente, inserire dei filtri che attenuino fortemente tali segnali indesiderati.

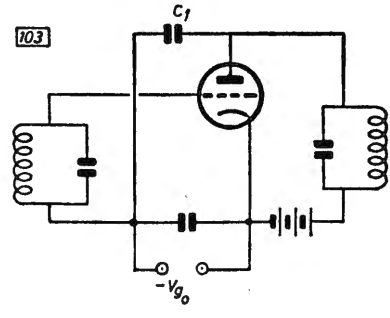


Fig. 103 - Sistema tipico di neutralizzazione.

Neutralizzazione

Nonostante l'uso di pentodi e tetrodi come amplificatori a frequenze elevate, accade spesso che l'effetto schermante delle griglie supplementari non è completo, e comunque non è sufficiente, cosicchè già a frequenze dell'ordine di 15 ÷ 20 MHz (a seconda dei tubi), l'entità della corrente che scorre attraverso la capacità residua griglia-placca può essere tale da provocare effetti dannosi, che possono compromettere il regolare e stabile funzionamento del tubo.

Poichè tale inconveniente deriva dall'impossibilità fisica di eliminare l'effetto di questa capacità, l'unica via d'uscita resta quella di compensare tale effetto, annullandolo, o, come si dice, *neutralizzandolo.*

Ciò si può ottenere semplicemente creando un ulteriore percorso fra ingresso ed uscita, il quale riporti all'ingresso una piccola porzione di segnale, ivi localizzandolo con fase opportuna.

Tale nuovo percorso è ottenuto tramite un condensatore applicato esternamente al tubo, come mostra la fig. 103.

Il circuito d'ingresso, applicato al generatore, non è collegato al comune direttamente, ma tramite un secondo condensatore che, assieme al primo, viene a costituire un partitore di tensione capacitivo.

Solo così facendo è possibile ottenere l'opportuno sfasamento che consente la neutralizzazione.

Infatti la capacità di reazione griglia-placca, e quella esterna C_1 di neutralizzazione, provocano, ai capi del circuito d'ingresso, due segnali di fase opposta che, se C_1 è regolato in modo che la loro tensione sia di identico valore, si elidono perfettamente, risultandone così annullato ogni effetto nocivo di C_{ag}.

In figura è stato rappresentato un triodo, nel quale il fenomeno, come già detto, è più cospicuo; comunque tale schema di principio resta validissimo anche per tetrodi e pentodi.

TIPI DI AMPLIFICATORI

Negli schemi generici d'impiego finora riportati si è sempre rappresentato il tipo di amplificatore nel quale il segnale entrante viene applicato fra griglia e catodo, ed il segnale uscente viene prelevato fra placca e catodo; in tal caso cioè il catodo costituisce l'elettrodo comune di riferimento, o, come si dice, *a massa.*

Ciò è stato fatto in quanto tale tipo di inserzione è il più comune; esso però costituisce uno solamente dei tre tipi di collegamento possibili, tipi che vengono classificati sulla base dell'elettrodo che risulta comune ai circuiti d'ingresso e d'uscita.

Vediamo allora le caratteristiche che discendono da ognuna delle tre diverse possibilità.

Catodo a massa

Come già detto, si tratta del tipo di uso più comune, in quanto offre il grado di amplificazione più elevato (almeno fino alle frequenze cui è usabile in relazione ad altre, più complesse, considerazioni); esso contemporaneamente presenta impedenze d'ingresso e d'uscita non molto dissimili fra loro e inoltre abbastanza elevate (per frequenze basse esse sono di diverse centinaia di kΩ).

Griglia a massa

Questo tipo di collegamento presenta la caratteristica fondamentale di porre rimedio all'inconveniente primo dei triodi, se usati ad alte frequenze, quello cioè derivante dall'effetto della capacità griglia-placca.

In tal caso infatti, essendo la griglia collegata al potenziale di riferimento, cioè a massa, essa funge da schermo piuttosto efficace fra l'elettrodo d'ingresso, che ora è il catodo, e quello di uscita, che è ancora la placca; cosicchè le reazioni nocive della C_{ag} non si verificano più, o quanto meno vengono molto attenuate.

In fig. 104 è rappresentato, molto schematicamente, tale tipo di circuito amplificatore.

L'amplificazione di questo circuito, pur essendo inferiore a quella del caso precedente, è ancora piuttosto elevata; l'impedenza d'in-

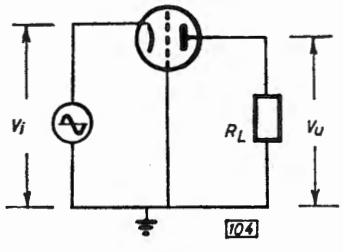


Fig. 104 - Griglia a massa.

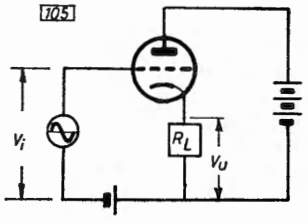
gresso invece è molto più bassa (spesso dell'ordine delle centinaia o anche decine di Ohm), quella d'uscita invece è molto alta.

Placca a massa o inseguitore catodico

Tale tipo di montaggio è meglio conosciuto col secondo nome, che deriva dalla traduzione letterale dell'inglese « cathode follower »; l'elettrodo d'ingresso è di nuovo la griglia, quello d'uscita diventa il catodo.

Lo schema è rappresentato in fig. 105.

Fig. 105 - Inseguitore catodico.



In essa appare evidente che il carico, tanto più essendo percorso dalla corrente anodica, fa sempre parte del circuito di placca (che appunto è costituito da: massa - catodo - placca - batteria - massa), ma anzichè trovar posto nel tratto placca - batteria come di consueto, è stato spostato nel tratto catodo - massa.

In tale posizione però esso viene a far parte anche del circuito di griglia, col risultato che la tensione d'uscita ai suoi capi viene ad interferire con quella del segnale entrante.

Ne consegue in primo luogo, dato il segno opposto di queste due tensioni in gioco nel circuito di griglia, che l'amplificazione ottenibile è inferiore ad 1, e comunque tanto più vicina ad esso, quanto più alto è il valore di R_L.

Inoltre in questo montaggio l'impedenza d'uscita è notevolmente inferiore a quella di ingresso, che è elevatissima.

In pratica quindi ai capi di R_L si ha quasi lo stesso segnale presente in griglia; ne consegue che non si può parlare di amplificazione di tensione.

Per contro, essendo l'impedenza dei due punti molto diversa, la corrente che scorre entro R_L è molto maggiore di quella fornita dal generatore alla griglia (s'intende qui parlare della corrente di segnale) e pertanto lo stadio considerato ha una rilevante amplificazione di corrente.

Impieghi caratteristici

Già si è accennato come *l'amplificatore con catodo a massa* sia il più diffusamente usato nei normali circuiti che richiedano amplificazioni elevate su valori di impedenza abbastanza alti.

Il suo uso si può ritenere ugualmente esteso sia agli amplificatori di tensione che a quelli di potenza.

L'*amplificatore con griglia a massa* viene particolarmente e quasi esclusivamente usato (sfruttando i triodi) nei circuiti che lavorano a frequenze molto elevate, per le quali l'effetto della capacità griglia-placca sarebbe intollerabile.

Esso trova buon impiego, oltre che come amplificatore di tensione per segnali in VHF ed oltre, anche come amplificatore di potenza ad R.F.

L'*inseguitore catodico* è praticamente solo usato come adattatore di impedenza o separatore; esso infatti permette di adattare un carico di valore molto basso, che viene collegato al catodo, ad un generatore di impedenza molto alta, che viene applicato alla griglia, senza che quest'ultimo ne risulti inadeguatamente caricato.

POLARIZZAZIONE DI GRIGLIA

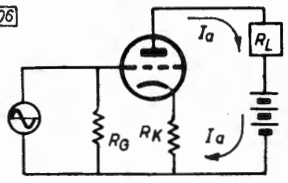
La trattazione sin qui condotta ha messo in evidenza come i tubi, praticamente in tutte le condizioni e classi di lavoro, richiedano una polarizzazione negativa della griglia rispetto al catodo, polarizzazione il cui valore dipende dalla classe di funzionamento e che è sempre indicato dal costruttore; tale valore infatti si trova nei manuali assieme agli altri dati tipici d'impiego nonchè alle curve caratteristiche.

I sistemi per ottenere tale polarizzazione sono molteplici, e variano a seconda della classe di lavoro.

In ogni caso l'adozione di una pila, come è stato sin qui, per semplicità, indicato negli schemi generici, non viene quasi mai effettuata.

Per gli amplificatori in classe A il sistema pressochè universalmente adottato è l'inserzione di una opportuna resistenza fra catodo e massa; ciò è possibile in quanto, durante il funzionamento del tubo, pur variando continuamente la corrente anodica, il suo valore medio si mantiene costantemente uguale alla

Fig. 106 - Polarizzazione di catodo.



corrente di riposo, ed è quindi costante anche la tensione che nasce per caduta ai capi di tale resistenza.

Ne deriva che il catodo viene a trovarsi ad un potenziale positivo rispetto a massa; e poichè il potenziale della griglia è sempre riferito alla massa, il catodo risulta positivo rispetto alla griglia, il chè vale quanto dire: griglia negativa rispetto al catodo.

Approssimativamente si può affermare che la polarizzazione in classe A richiede una tensione pari a circa la metà del valore d'interdizione.

Stabilito comunque, in base ai dati forniti dal costruttore, il valore di V_{g0}, al quale è legato il corrispondente valore di I_a, è facile calcolare il valore da darsi alla resistenza catodica di polarizzazione, indicata con R_k in fig. 106.

Il suo valore deve infatti essere tale che il passaggio attraverso essa della corrente anodica determini ai suoi capi una caduta di tensione pari a V_{g0}.

Quindi questa resistenza, in base alla legge di Ohm, si determina con la formula:

$$R_k = \frac{V_{g0}}{I_a}$$

In genere, per vincolare la griglia al potenziale della massa, si ricorre ad una resistenza R_g di valore piuttosto elevato (almeno qualche centinaio di kΩ)

Tale inserzione non crea problemi dovuti a cadute di tensione, perchè in detta resistenza non deve passare alcuna corrente continua; essa quindi può essere scelta di valore elevato, in modo da rispettare le caratteristiche di impedenza del tubo.

Occorre far presente che la R_k, oltre a presentare caduta di tensione (in corrente continua) per effetto della corrente anodica di riposo, presenta anche una caduta dovuta alla corrente (alternata) di segnale, determinando, sebbene in misura molto meno rilevante, una diminuzione dell'amplificazione, secondo il meccanismo già visto per il circuito ad uscita catodica.

Quando tale fatto non sia desiderato (ed in genere non lo è), vi si pone rimedio collegando in parallelo ad R_k una capacità di valore opportunamente elevato, tale cioè che la sua reattanza alle frequenze di lavoro nel circuito sia trascurabile rispetto alla stessa R_k, che viene quindi ad essere praticamente cortocircuitata per i segnali a corrente alternata.

Se quindi poniamo (a titolo indicativo, ma sufficientemente esatto) che la reattanza di questa capacità, che indichiamo con C_k, deve essere uguale ad 1/10 di R_k, si ha che il valore di C_k è espresso dalla:

$$C_k = \frac{10}{6{,}28 \cdot F \cdot R_k}$$

nella quale F rappresenta la più bassa frequenza presente nel segnale d'ingresso.

Nelle classi AB e B, nelle quali la corrente anodica è molto variabile, ed in particolare, in mancanza di segnale, è molto bassa, il suddetto tipo di polarizzazione non è ovviamente più usabile.

In tal caso allora il negativo di griglia è ottenuto tramite una sorgente separata di tensione.

In classe C, pur essendo usabile, nonchè spesso usato, tale ultimo sistema, viene anche adottato un ulteriore metodo di polarizzazione; l'adozione di questo deriva dalle particolari applicazioni per cui viene impiegata tale classe.

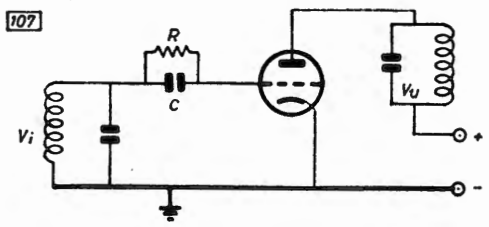
Sappiamo infatti, secondo quanto visto analizzando il funzionamento in classe C, che il circuito griglia-catodo è percorso, durante il tratto di semionda positiva del segnale che oltrepassa lo zero, da una corrente di entità nient'affatto trascurabile.

Se quindi in serie con la griglia vien posta una resistenza di opportuno valore, ai suoi capi si manifesterà una tensione del voluto valore e segno, che permette di ottenere la necessaria polarizzazione.

È ovvio però che ciò avviene solamente durante l'intervallo nel quale il segnale considerato rende positiva la griglia.

Si rimedia a ciò ponendo in parallelo a questa resistenza un condensatore di valore tale che esso, scaricandosi molto lentamente sulla R stessa, mantenga praticamente inalterata la carica, che aveva acquisito negli intervalli di passaggio della corrente di griglia, anche durante gli intervalli in cui, non essendovi cor-

Fig. 107 - Polarizzazione automatica in classe C.



rente di griglia, la polarizzazione verrebbe a mancare.

Ciò significa in pratica dare al circuito RC di griglia così ottenuto la necessaria costante di tempo attraverso una scelta opportuna dei rispettivi valori.

Tale sistema (rappresentato in fig. 107), pure se usatissimo, presenta due inconvenienti: il primo (non troppo grave) è che la tensione di polarizzazione viene ottenuta a spese di potenza fornita dal generatore pilota; il secondo deriva dal fatto che, se viene a mancare, per un qualsiasi motivo, la tensione di pilotaggio, viene a mancare anche il negativo di griglia, con la conseguenza che la corrente anodica sale a valori generalmente inammissibili e talvolta pericolosi per la vita del tubo.

È per tale motivo che spesso viene usato un sistema misto di polarizzazione; cioè una parte del valore necessario viene ottenuta con il sistema ora descritto (detto di polarizzazione *automatica*), l'altra parte viene fornita tramite una sorgente separata; la tensione di quest'ultima è di valore tale che, in mancanza dell'altra polarizzazione, risulta sufficiente a mantenere la dissipazione anodica entro limiti di sicurezza.

Naturalmente anche le tensioni necessarie per tutti gli altri elettrodi non vengono in genere ottenute da batterie, ma da altre sorgenti di alimentazione, che a suo tempo verranno esaminate.

Si ritiene opportuno chiarire che le condizioni tipiche di impiego dei tubi riportate dai costruttori sui manuali non sono affatto vincolanti, nel senso che esistono infinite altre combinazioni, nell'intorno di queste, che danno risultati ugualmente buoni; è naturale però che tali diverse condizioni di lavoro devono essere determinate con l'ausilio dei parametri e delle curve caratteristiche, ciò in ispecie per notevoli allontanamenti dalle suddette condizioni tipiche.

Concludiamo il paragrafo con un esempio di calcolo dei valori di Rk e Ck per un tubo funzionante in classe A con le seguenti caratteristiche:

$$V_{go} = -5\ V \qquad I_a = 10\ mA \qquad F_{min} = 50\ Hz$$

Sarà allora:

$$Rk = \frac{5}{0{,}01} = 500\ \Omega$$

A tale resistenza va allora messo in parallelo un condensatore di capacità (calcolata direttamente in μF):

$$Ck = \frac{10 \cdot 10^6}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 500} \cong 60\ \mu F$$

Impieghi tipici dei tubi

Si è già visto che il comportamento di un qualunque circuito comprendente un tubo elettronico (che naturalmente non sia un diodo) si può ricondurre a quello di un amplificatore; e tale funzionamento è già stato esaminato.

Tuttavia svariati sono gli impieghi specifici dei tubi, mediante i quali si possono ottenere particolari elaborazioni sui segnali eventualmente applicati, elaborazioni che non è facile o comodo spiegare semplicemente nel modo suaccennato; è quindi opportuno passare brevemente in rassegna qualche ulteriore applicazione fra le più importanti.

OSCILLATORI

Un oscillatore consiste, in sostanza, in un amplificatore, accordato su una certa frequenza ed elaborato in modo che, anzichè venir pilotato da un generatore esterno, funzioni esso stesso da generatore di segnali alternati.

Poichè la potenza di segnale ricavabile dal circuito di placca di un amplificatore è molto superiore a quella del segnale immesso tramite il circuito di griglia, si può pensare di prelevare una piccola porzione del segnale d'uscita ed utilizzarla per pilotare l'amplificatore, cioè reimmetterla nel circuito di griglia.

Così facendo, se il metodo con cui è ottenuto questo ritorno di energia dall'uscita all'ingresso è tale che il segnale venga riportato con la necessaria ampiezza e nella fase voluta, si ottiene allora un amplificatore *autoeccitato.*

Si tratta cioè di un *oscillatore,* ossia di un dispositivo che mette in gioco, a ciclo chiuso, una certa energia, che passa dal circuito di placca a quello di griglia mediante un accoppiamento esterno, e dal circuito di griglia a quello di placca attraverso il tubo stesso, e così via.

In quest'ultimo passaggio la potenza subisce una notevole amplificazione, talchè la parte, molto grande, che non viene mandata in reazione, ne può essere prelevata ed applicata ad un opportuno carico esterno.

È evidente che tale rifluire ciclico della potenza può avvenire e mantenersi solamente se sono soddisfatte le due condizioni poc'anzi accennate, e cioè:

a) se la potenza che, in virtù dell'accoppiamento esterno, passa dal circuito di placca a quello di griglia è di entità almeno uguale a quella necessaria a sopperire le perdite nel circuito di griglia;

b) se la porzione di segnale riportato in ingresso è nella fase voluta per esaltare o meglio mantenere lo stato d'oscillazione che genera il segnale ritrovato presente nel circuito di placca.

Tali condizioni chiariscono quindi il meccanismo dell'oscillatore autoeccitato, poichè in primo luogo mettono in evidenza come l'accoppiamento tra il circuito di placca e quello di griglia deve essere di entità e segno ben determinati, ed in secondo luogo dimostrano la necessità di un circuito che permetta di ottenere una determinata frequenza di lavoro (cui riferirsi parlando di fase), ossia di un circuito accordato.

Soddisfatte queste condizioni, una qualsiasi perturbazione, anche piccolissima, subiscano le correnti in gioco, si traduce, entro un tempo brevissimo, in una oscillazione di frequenza ben determinata nel circuito accordato, dando inizio al meccanismo descritto, cioè all'*innesco* delle oscillazioni stesse.

Giova qui rammentare come in ogni circuito accordato esistano fattori dissipativi riconducibili a resistenze equivalenti; se tali resistenze fossero invece di valore nullo, uno stato oscillatorio impresso al circuito si manterrebbe indefinitamente senza smorzarsi.

Si può dunque affermare che la presenza del tubo amplificatore, accoppiato ad un circuito oscillante, serve appunto a compensare le perdite del circuito stesso, mantenendo stabilmente innescate le oscillazioni che si verificano alla sua frequenza di risonanza.

Il necessario accoppiamento, cui più sopra si è fatto cenno, e che costituisce appunto ciò che si chiama la reazione, si può ottenere sfruttando diversi sistemi o configurazioni circuitali, ognuna delle quali definisce il tipo particolare di oscillatore.

È opportuno osservare che la trattazione fin qui condotta riferendoci a reazione applicata fra placca e griglia ed a circuito accordato applicato in placca, è una schematizzazione di uso generale, ma non vincolante.

Infatti, come già si è visto a proposito dei diversi tipi di amplificatori, gli elettrodi di ingresso e d'uscita possono anche non essere questi due, ed inoltre il circuito accordato (con gli opportuni adattamenti delle impedenze in gioco) può essere applicato ad ognuno dei due; le considerazioni finora svolte restano comunque perfettamente valide in ogni caso.

Verrà ora esaminato, a titolo di esempio, il tipo di oscillatore che, pur non essendo il più usato, meglio si presta per illustrarne il meccanismo di funzionamento (e riveste inoltre importanza di carattere storico).

Si tratta dell'*oscillatore Meissner,* rappresentato in fig. 108.

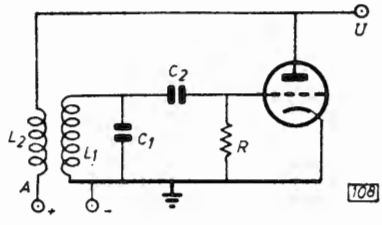


Fig. 108 - Oscillatore Meissner.

Il suo funzionamento, descritto per sommi capi, è il seguente: non appena si collega l'avvolgimento L_2 (cioè in pratica la placca) alla relativa sorgente di alimentazione, il guizzo di tensione, a carattere transitorio, che ne consegue (localizzato ai capi di L_2) si trasferisce, per accoppiamento, al circuito accordato L_1 C_1, fornendo ad esso, con fase opportuna, il segnale necessario affinchè, riportato in placca ed opportunamente ampli-

ficato, possa essere di nuovo trasferito, tramite l'accoppiamento induttivo L_1 - L_2, sulla griglia in modo da rinforzare il segnale preesistente.

Tutto ciò equivale a dire che il guizzo transitorio di partenza è quello che fornisce al circuito L_1 C_1 l'energia necessaria affinchè si verifichi l'innesco delle oscillazioni alla relativa frequenza di accordo.

Naturalmente il senso degli avvolgimenti L_1 ed L_2 deve essere tale che il segnale venga riportato in griglia con la fase opportuna.

Il circuito RC_2 determina, come già visto, la costanza della tensione di polarizzazione automatica necessaria per il funzionamento del tubo; inoltre esso esercita, con la sua costante di tempo, un'influenza decisiva sul guizzo transitorio di partenza.

Un'elaborazione piuttosto semplice ed immediata del circuito ora esaminato porta ad un altro tipo di oscillatore; se infatti l'estremo A di L_2 viene collegato al negativo anzichè al positivo (come in fig. 108), i due avvolgimenti possono conglobarsi in uno solo avente presa intermedia.

Naturalmente, ora l'accoppiamento con il circuito d'uscita deve essere modificato, e ciò avviene inserendo un opportuno condensatore verso la placca, la cui funzione è quella di evitare il corto circuito della batteria, che altrimenti avverrebbe attraverso L_2.

Si ottiene così il circuito rappresentato nella fig. 109, detto *oscillatore Hartley.*

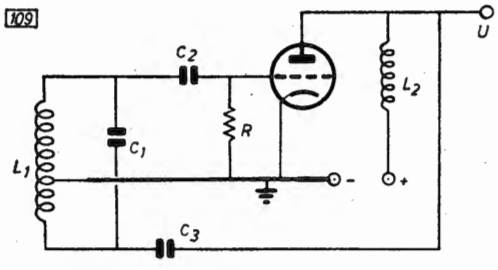
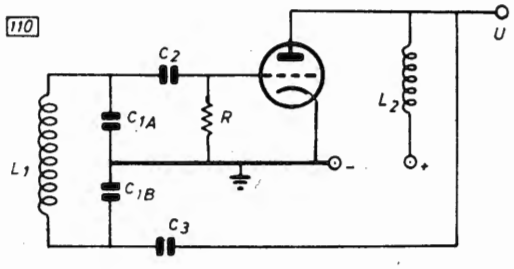


Fig. 109 - Oscillatore Hartley.

In tale circuito è tuttavia necessaria l'inserzione di una ulteriore bobina (L_2), che ha lo scopo di separare la sorgente di alimentazione (punto freddo) dall'elettrodo d'uscita (punto caldo); essa infatti è di valore tale da presentare una impedenza elevatissima alle frequenze in gioco, mentre permette il passaggio della corrente anodica.

Fig. 110 - Oscillatore Colpitts.



Il circuito ora visto può essere ancora modificato onde ottenerne un nuovo tipo di oscillatore; infatti l'opportuno dosaggio della reazione viene ottenuto, anzichè mediante l'accoppiamento a partitore induttivo come nel precedente circuito, adottando un partitore capacitivo, cioè sdoppiando opportunamente C_1 e non effettuando alcuna presa su L_1.

Si giunge così al circuito della fig. 110, che rappresenta *l'oscillatore Colpitts.*

In questo, che è altrettanto classico quanto il precedente, gli elementi presenti assolvono le stesse funzioni già viste.

È opportuno sottolineare che i tipi ora descritti non sono che una piccola parte delle numerose possibili versioni di oscillatori, ma ne rappresentano comunque i capostipiti più classici.

Occorre in ogni caso tener presente che la frequenza di oscillazione dei vari circuiti non è unicamente definita dai valori di L e di C del circuito accordato; su questo infatti agiscono anche parametri riportati dal tubo stesso o da altri elementi circuitali; questi, essendo funzione delle condizioni di lavoro, possono variare di valore, e quindi provocare variazioni della frequenza di oscillazione, se, per un qualsiasi motivo, tali condizioni venissero a cambiare.

Poichè invece capita molto spesso che la frequenza di oscillazione debba essere mantenuta rigorosamente stabile, è necessario rielaborare spesso i circuiti oscillatori e realizzarli con componenti opportunamente scelti, il tutto onde minimizzare gli effetti delle variazioni di tensione, di resistenza di carico ed anche di temperatura.

In conseguenza possono essere apportate molte varianti, più o meno sensibili, ai circuiti base (ed infatti ne sono stati ideati altri, più o meno importanti).

In ogni caso è sempre di fondamentale importanza che il circuito accordato di un oscillatore, e quindi la sua bobina, possegga il Q più elevato possibile.

Così facendo infatti, l'effetto volano diventa molto sensibile, cioè il circuito stesso può immagazzinare energia a RF e mantenerla inalterata per intervalli molto più lunghi di quelli durante i quali il tubo lo rifornisce.

Ne deriva allora che i parametri del circuito accordato, ed in particolare la sua stabilità in frequenza, diventano preponderanti rispetto a quelli del tubo e del resto del circuito; le variazioni di questi ultimi (che sono sempre le più temibili) risultano quindi molto meno importanti.

È buona norma comunque prendere, in ogni caso, le opportune precauzioni affinchè l'entità delle suddette variazioni sia quanto più è possibile limitata.

Ciò si ottiene non solo con l'uso di componenti di elevata qualità, ma anche con particolari elaborazioni circuitali che sfruttano opportunamente le caratteristiche possedute da ogni elettrodo del tubo.

È per tale motivo che esistono oscillatori, anche fra quelli di uso comune, nei quali la reazione avviene fra placca e catodo oppure fra catodo e griglia, e la tensione d'uscita viene prelevata, a seconda dei casi, da uno qualunque degli elettrodi.

Piezoelettricità ed oscillatori a quarzo

Un comportamento analogo a quello dei circuiti risonanti è fornito dal *cristallo piezoelettrico;* esso però è basato su oscillazioni meccaniche.

Infatti la possibilità di sfruttare le proprietà degli oscillatori meccanici per pilotare circuiti elettrici deriva da una proprietà particolare di cui godono alcune sostanze allo stato cristallino, e più particolarmente il quarzo.

Si dice che queste sostanze sono piezoelettriche: cioè all'esercitarsi di una pressione (meccanica) sul cristallo secondo certi suoi assi geometrici ben determinati si manifesta, agli estremi di tali assi (e quindi sulle relative superfici), la comparsa di cariche elettriche di opposto segno; e viceversa, applicando un campo elettrico secondo gli stessi assi, si manifesta una pressione meccanica, e quindi una conseguente deformazione.

È cioè evidente che invertendo le azioni meccaniche si invertono quelle elettriche, e quindi ad uno stato di tensione meccanica corrisponde il nascere di una polarità inversa a quella conseguente da una pressione; analogamente avviene se, reciprocamente, si inverte il campo elettrico applicato.

In ogni caso, per mettere in evidenza e sfruttare queste proprietà, occorre tagliare il cristallo a lamina od a piastrina, in modo che si presentino parallele due superfici ben precise di esso.

Il quarzo così tagliato offre la peculiarità fondamentale di presentare una risonanza meccanica, la cui frequenza naturale dipende dalle dimensioni (principalmente lo spessore) e dall'orientamento degli assi cristallografici, e che comunque va a cadere normalmente nel campo delle radiofrequenze.

In questo particolare funzionamento, il cristallo di quarzo presenta le caratteristiche di un circuito in risonanza serie, con un elevato rapporto L/C ed un altissimo Q, enormemente più elevato di quello ottenibile con i migliori circuiti L C (normalmente molte decine di migliaia).

Si intravede la possibilità di realizzare un oscillatore ponendo, al posto del circuito L C, una laminetta di quarzo opportunamente tagliata; per l'elevatissimo valore del Q, tale oscillatore sarà caratterizzato da una stabilità di frequenza molto maggiore.

È comunque molto utile (e spesso indispensabile) la presenza di un normale circuito L C, accordato alla frequenza desiderata, che può così essere con sicurezza selezionata ed amplificata.

Resta, come svantaggio, che lo spessore molto ridotto secondo cui è necessario costruire la lamina limita le possibilità di dissipazione del quarzo, che va quindi adottato per circuiti interessati da bassissime potenze,

Il cristallo di quarzo viene prodotto in varie forme, ma generalmente consta di un contenitore metallico (in genere a tenuta stagna ed in presenza di gas inerte), nell'interno del quale, ai terminali dei reofori d'uscita, sono fissate le due facce della lastrina di quarzo.

Tale montaggio porta, come ovvia conseguenza, l'introduzione di ulteriori parametri elettrici che apportano qualche, seppur lieve, modifica alle modalità di oscillazione meccanica ed elettrica.

Le frequenze di vibrazione più normali per le quali vengono tagliati i quarzi vanno da

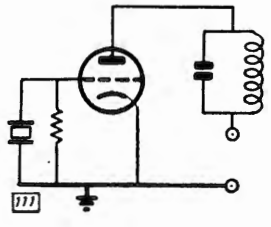


Fig. 111 - Oscillatore a doppio accordo.

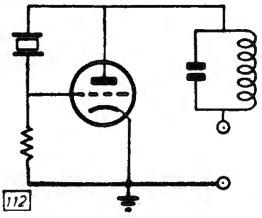


Fig. 112 - Oscillatore Pierce.

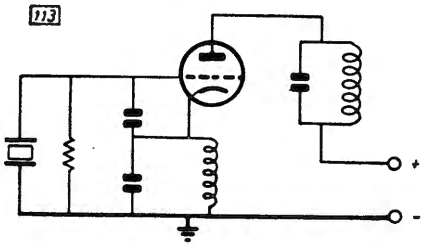


Fig. 113 - Oscillatore E.C.C.O. (ad accoppiamento elettronico).

qualche centinaio di kHz a poco oltre i 20 MHz.

Comunque vengono realizzati quarzi anche per frequenze più basse, limitatamente col notevole ingombro che ne deriva.

Il limite superiore è invece determinato dal bassissimo spessore delle lamine, con conseguente fragilità ed impossibilità di pratica lavorazione.

Nelle figure che seguono sono riportati degli esempi tipici di oscillatori a quarzo.

Oscillatori « overtone »

È possibile, tagliando opportunamente le piastrine di quarzo, ovviare in parte alla limitazione superiore della frequenza raggiungibile, in quanto si può ottenere un modo di vibrazione per cui vengono esaltate le armoniche (in genere dispari) rispetto alla frequenza fondamentale di oscillazione.

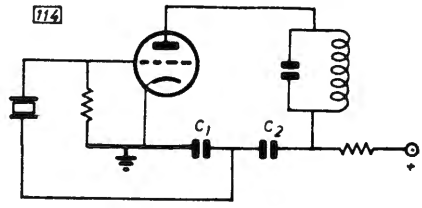
L'armonica più normalmente usata è la terza, ma si possono sfruttare facilmente anche la quinta e la settima.

Ovviamente il circuito L C d'uscita dell'oscillatore dovrà essere sintonizzato sull'armonica desiderata.

I circuiti visti nel paragrafo precedente possono essere ben adattati a lavorare anche in questo modo, detto appunto *overtone*.

Comunque nel caso particolare in cui vengano usati quarzi realizzati in modo tale che la reazione necessaria per provocare l'oscillazione del circuito sia piuttosto elevata (onde compensarne le perdite non trascurabili) uno schema tipico per oscillatori overtone è quello di fig. 114.

Fig. 114 - Tipico oscillatore overtone.



I valori di C_1 e C_2 sono appunto in rapporto tale da assicurare la necessaria reazione (in genere $C_2 = 10 \div 20$ volte C_1).

MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA

Nel paragrafo precedente si è accennato come si presenti spesso la necessità di utilizzare frequenze superiori a quella ottenibile direttamente e soddisfacentemente da un oscillatore.

Sappiamo però anche che basta deformare un segnale sinusoidale perchè esso presenti poi, oltre alla frequenza fondamentale di partenza, un certo numero di armoniche.

È allora sufficiente la presenza di un circuito LC accordato alla frequenza desiderata perchè essa sia selezionata dal segnale composto dalla frequenza base e da tutte le sue multiple.

Se poi la frequenza così selezionata non si presenta, come spesso avviene, con un livello sufficiente, nulla impedisce di aumentarlo a mezzo di un opportuno amplificatore, che pure sarà, in genere, accordato, onde migliorare la eliminazione delle componenti indesiderate.

Il miglior generatore di armoniche l'abbiamo già visto nell'amplificatore in classe C, in quanto la corrente anodica (e di conseguenza la forma d'onda della tensione in uscita), in corrispondenza della semionda positiva del segnale d'ingresso, è costituita da un guizzo molto diverso da una sinusoide, o comunque da un qualsiasi segnale entrante.

La classe C è cioè quella che apporta al segnale entrante la massima deformazione.

Con angoli di circolazione bassi, ed impiegando tubi ad elevato guadagno (per esempio pentodi), ai capi del circuito anodico, accordato come detto sull'armonica di ordine desiderato, si ottengono segnali di ampiezza soddisfacente.

Nelle condizioni di cui sopra si possono realizzare duplicatori di frequenza con rendimento (cioè rapporto fra il valore dell'alimentazione anodica e quello dell'armonica selezionata) di circa il 50%, e triplicatori con rendimento pari a circa il 30%.

Poichè però nella corrente anodica, assieme all'armonica utile, esiste, come sappiamo, anche tutto il corredo di quelle di altro ordine, è opportuna realizzare il circuito LC ad elevata selettività, in modo da attenuare le altre armoniche presenti ed evitarne gli innumerevoli effetti indesiderati.

Occorre tener presente che gli stadi in controfase di per sè attenuano moltissimo le armoniche pari, mentre hanno una discreta uscita sulle armoniche dispari (specie sulla terza).

Invece un elevato rendimento sulla seconda armonica si ottiene con un particolare circuito, detto *push-push*, realizzato con due tubi le cui griglie sono collegate in controfase e le cui placche invece sono in parallelo (come visibile in fig. 115).

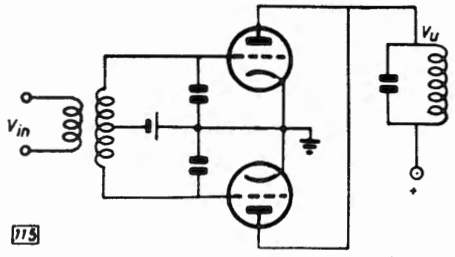


Fig. 115 - Moltiplicatore di frequenza in push-push.

Il vantaggio non indifferente di questo circuito risiede nella quasi completa cancellazione della frequenza fondamentale e delle armoniche dispari, riducendo così al minimo gli effetti nocivi dei relativi segnali spurii.

Inoltre tale circuito offre un rendimento soddisfacente (e comunque superiore a quello dei moltiplicatori convenzionali) anche sulla 4ª armonica.

Pure un semplice diodo, con la sua caratteristica di conduzione su mezzo ciclo ed interdizione sull'altro mezzo, costituisce un discreto moltiplicatore, in quanto la sua caratteristica di conduzione, specie per segnali di una certa ampieza, non è molto lineare.

CONVERTITORI DI FREQUENZA (MESCOLATORI)

La frequenza (portante) di un qualunque segnale può essere cambiata combinandola, mediante opportuni circuiti, con un altro segnale di frequenza diversa. Ciò avviene « mescolando », al segnale da convertire, una oscillazione (sinusoidale o meno) generata localmente mediante uno dei circuiti esaminati in precedenza, e « raddrizzando » contemporaneamente il risultato di questa sovrapposizione.

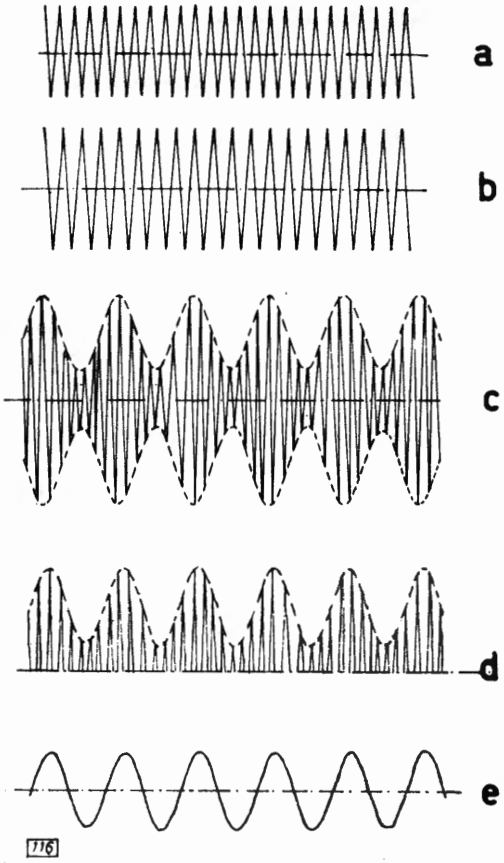


Fig. 116 - Meccanismo della conversione di frequenza.

Analizziamo il meccanismo della conversione, schematizzati in fig. 116.

In a) è rappresentata l'onda portante, di frequenza F_p, mentre in b) è visibile l'oscillazione, generata localmente, di frequenza F_0 (e di ampiezza opportunamente maggiore).

La sovrapposizione grafica delle due onde dà origine (e ciò viene confermato dalla teoria della conversione di frequenza) in pratica ad un'onda sinusoidale di frequenza $F_0 + F_p$, l'ampiezza della quale varia al ritmo della differenza fra le due frequenze.

Ciò equivale a dire che il « profilo », o meglio l'*inviluppo*, dell'onda risultante, è simmetricamente caratterizzato, sulle semionde positive e su quelle negative, dalla frequenza risultante dalla differenza fra le due oscillazioni, così come è graficamente mostrato in c).

Questo fenomeno viene detto *battimento*.

Se quindi si vuole estrarre tale frequenza dal segnale complesso così ottenuto, è necessario in primo luogo eliminare uno dei due profili (appunto mediante il raddrizzamento), come appare in d) e successivamente eliminare la frequenza $F_0 + F_p$ mediante un opportuno circuito filtrante.

All'uscita di questo si otterrà finalmente la onda avente frequenza pari alla differenza fra le due, cioè F_u come mostra la e).

Con ciò si è quindi trasferito un eventuale segnale, « affidato » alla frequenza F_p, ad una altra frequenza, F_u, pari alla differenza fra F_p ed F_0 (o viceversa); questo risultato si è cioè ottenuto facendo « battere » F_0 con F_p.

In pratica, per ottenere tale operazione di conversione di frequenza, è indifferente che la maggiore delle due frequenze sia F_p o F_0.

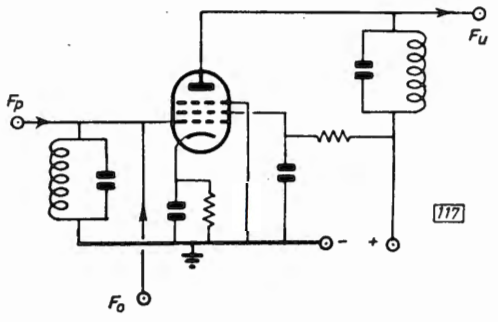
Un qualunque tubo elettronico, dal diodo ai plurigriglia appositamente realizzati, può compiere ambedue le funzioni descritte, cioè quella di mescolazione e quella di raddrizzamento, purchè sia convenientemente polarizzato.

Occorre ricordare che altri segnali, a frequenze diverse, sono presenti nel convertitore, pure se molto attenuati dal circuito d'uscita (opportunamente accordato), dando così luogo a possibili segnali spurii.

Vanno quindi presi gli opportuni provvedimenti per la loro eliminazione.

Un circuito tipico di mescolatore è riportato in fig. 117, ma le versioni possono essere innumerevoli e diverse; in particolare la iniezione del segnale generato dall'oscillatore locale può essere (e spesso lo è) effettuata sul catodo.

Fig. 117 - Pentodo usato come miscelatore.



Sia, a titolo di esempio, $F_p = 10$ MHz e si voglia ottenere $F_u = 1$ MHz.

Allora potrà essere $F_0 = 9$ MHz oppure $F_0 = 11$ MHz.

Infatti nel primo caso è:

$$F_p - F_0 = 10 - 9 = 1 \text{ MHz}.$$

Nel secondo caso è ancora:

$$F_0 - F_p = 11 - 10 = 1 \text{ MHz}.$$

L'adozione di uno o dell'altro dei valori di F_0 potrà essere dettata da criteri di comodità oppure, più facilmente, da considerazioni sui segnali spurii ottenibili.

Modulazione

Si è osservato come, in taluni tipi di amplificatori, la forma d'onda in uscita differisce, più o meno sensibilmente, da quella d'ingresso.

Essi sono stati definiti non lineari, ed è opportuno sottolineare che tale non linearità si riferisce all'ampiezza, nel senso che non viene più rispettata la proporzionalità fra i valori (istantanei) del segnale in uscita ed i corrispondenti del segnale in entrata.

Conseguenza di tale fatto è che, se ad un circuito non lineare vengono applicate due tensioni di pilotaggio contemporaneamente, le correnti che ivi scorrono si influenzano l'una con l'altra, vale a dire che una diventa, in qualche modo, funzione dell'altra, e viceversa.

In definitiva si ottengono così all'uscita dei prodotti diversi da quelli applicati all'ingresso.

In particolare se le due tensioni applicate sono sinusoidali (ma così si suppone per semplicità) e di frequenze piuttosto diverse, all'uscita del circuito non lineare si ottiene essenzialmente che il segnale a frequenza più alta varia i suoi parametri al ritmo di quella più bassa.

Tale processo è noto col nome di *modulazione.*

Mediante esso, in definitiva, si realizza la trasposizione di un segnale, in genere ad audiofrequenza (derivante cioè da voce umana o da musica), su un'onda portante ad alta frequenza (radiofrequenza).

La modulazione si rende necessaria nella fase di emissione di segnali.

Infatti uno dei diversi motivi della necessità di tale operazione è che, in mancanza di radiofrequenza portante, la propagazione per mezzo di onde elettromagnetiche delle frequenze originali del segnale, che non superano di norma i 16 kHz, sarebbe molto limitata e richiederebbe antenne di dimensioni assolutamente inaccettabili.

Per contro, come sarà a suo tempo chiarito, la propagazione delle radiofrequenze in pratica non subisce limitazioni così severe.

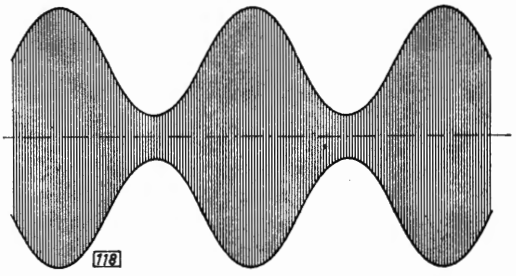


Fig. 118 - Onda modulata in ampiezza.

TIPI DI MODULAZIONE

Come poc'anzi detto, il segnale a frequenza portante, per effetto della modulazione, varia in qualche modo i suoi parametri, e poichè questi sono essenzialmente l'ampiezza e la frequenza, si avrà così la *modulazione d'ampiezza* (*AM*) e la *modulazione di frequenza* (*FM*).

Nella AM l'ampiezza della portante varia al ritmo della « modulante », per cui essa assume l'aspetto schematizzato in fig. 118.

Le linee punteggiate che uniscono le creste della portante ricopiano fedelmente l'onda modulante, e definiscono il cosiddetto *inviluppo di modulazione.*

È così chiaro il comportamento della AM, secondo il quale il segnale, in genere a frequenza acustica, si sovrappone all'onda portante, la cui frequenza rimane fissa, provocando per contro variazioni periodiche della sua ampiezza.

Nella FM invece è l'ampiezza della portante a rimanere invariata, mentre la frequenza varia in funzione dell'onda modulante, nel senso che, in corrispondenza dei massimi negativi di questa, la frequenza portante tocca

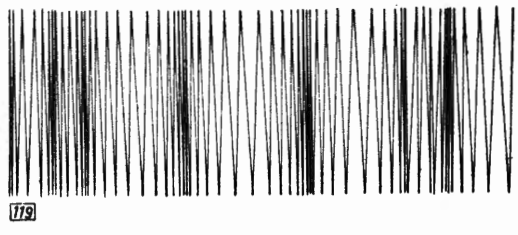


Fig. 119 - Onda modulata in frequenza.

il valore minimo, ed in corrispondenza dei massimi positivi, essa tocca il valore massimo.

In definitiva la portante, per effetto della FM, presenta escursioni di frequenza comprese fra due limiti ben definiti.

L'aspetto di un'onda modulata in frequenza è rappresentato schematicamente nella fig. 119, dalla quale si può notare l'addensarsi od il rarefarsi delle singole onde componenti il segnale.

Il tipo di modulazione del quale comunque ci occuperemo in questa trattazione è l'AM.

BANDE LATERALI

Il circuito che si è detto essere necessario perchè si verifichi il fenomeno della modulazione, nel quale cioè le due onde, modulante e portante, vengono fatte interagire, prende il nome di *modulatore.*

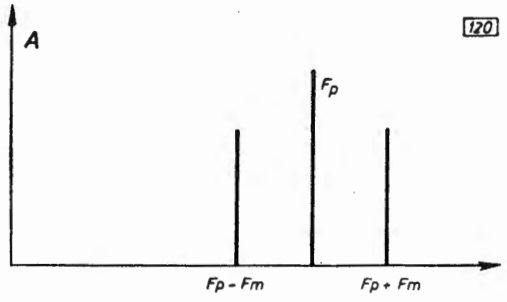
È però molto importante precisare che durante il processo di modulazione nascono, oltre ai segnali in gioco, aventi frequenza F_p (portante) ed F_m (modulante), altri segnali a frequenze diverse.

La teoria della modulazione d'ampiezza (per restare nel campo della nostra trattazione) conferma che all'uscita di un modulatore si trovano, principalmente, tre frequenze, e più precisamente la portante F_p e due nuove frequenze, $F_p + F_m$ ed $F_p - F_m$, che sono situate una al disopra e l'altra al disotto della F_p, che si trova così esattamente centrata fra le due, come mostra la fig. 120.

In effetti, in seguito alle deformazioni apportate dal modulatore, che infatti sappiamo essere un organo non lineare, all'uscita dello stesso si ritrovano anche altre frequenze, armoniche delle precedenti e combinazioni varie di esse, oltre ben inteso la frequenza modulante.

Ma poichè questi prodotti spurii non contribuiscono alla corretta formazione del segnale, anzi spesso possono provocare inconvenienti, essi vengono eliminati mediante il solito processo di filtrazione.

Fig. 120 - Aspetto globale (spettro) di un'onda F modulata da una F_m.



Ricordando ora che il segnale modulante in genere non è costituito da una sola frequenza, bensì da un complesso di frequenze che occupano una certa banda, se ne deduce immediatamente che nella AM, ai lati della portante, compaiono non le due sole frequenze cui sopra accennato, bensì due bande ben definite, una inferiore ed una superiore, al centro delle quali sta sempre la portante.

Esse costituiscono le cosiddette *bande laterali.*

La fig. 121 mostra, schematizzandolo, il fenomeno complessivo e pone in evidenza come esso comporti, in ultima analisi, una larghezza di banda, in radiofrequenza, doppia di quella occupata dal segnale modulante in audiofrequenza.

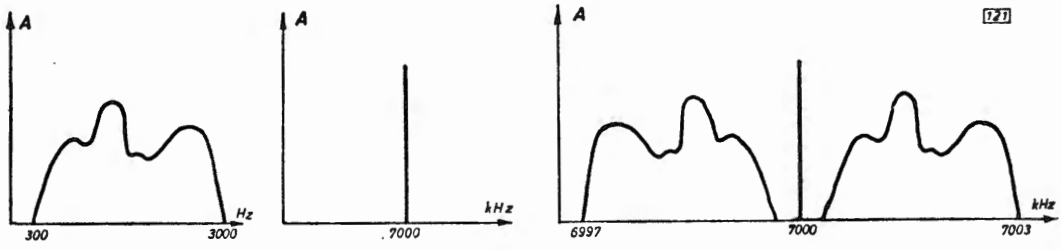


Fig. 121 - Modulazione di ampiezza e sue bande laterali.

PROFONDITÀ DI MODULAZIONE

Poichè, nella AM, il profilo dell'onda modulata varia in conformità al segnale modulante, interessa ora, in modo particolare, conoscere l'entità di tale variazione.

Nel caso di segnale modulante sinusoidale, le cose si presentano, genericamente, come in fig. 122.

Si può allora definire la profondità della variazione in oggetto, quella cioè visibile sulla onda indicata con V_u, mediante un coefficiente che esprime il rapporto fra le ampiezze delle due onde di partenza.

In particolare il rapporto:

$$m\ \% = \frac{V_m}{V_p}\ 100$$

è detto *percentuale di modulazione.*

Nel caso quindi di fig. 122, in cui $V_m = 0{,}5\ V_p$, l'onda risultante sarà modulata al 50%.

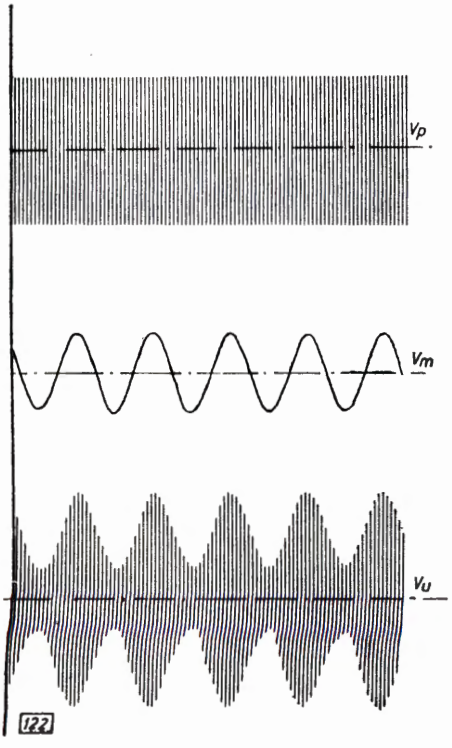
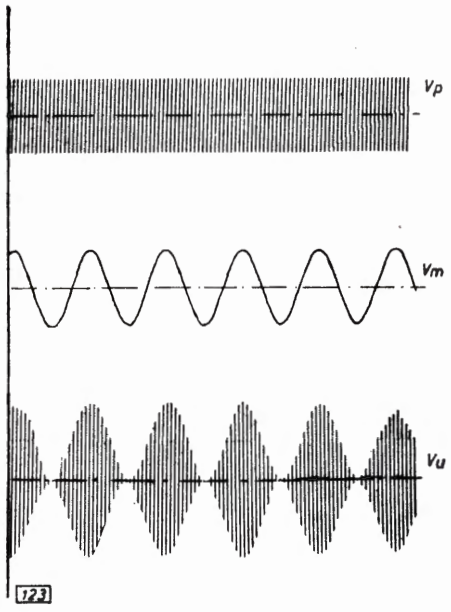


Fig. 122 - *Modulazione di ampiezza (m = 50%).*

Fig. 123 - Onda modulata (m 100%).



In fig. 123 è invece rappresentato il caso in cui $V_p = V_m$; in tal caso la percentuale di modulazione ammonta al 100%.

È però chiaro che se, come in pratica spesso avviene, il segnale modulante è una onda complessa, ossia non sinusoidale e generalmente non simmetrica rispetto all'asse dei tempi, si rende necessario considerare, come percentuale di modulazione, un rapporto analogo, ma considerato istante per istante, e riferirsi al valore istantaneo dell'onda modulante.

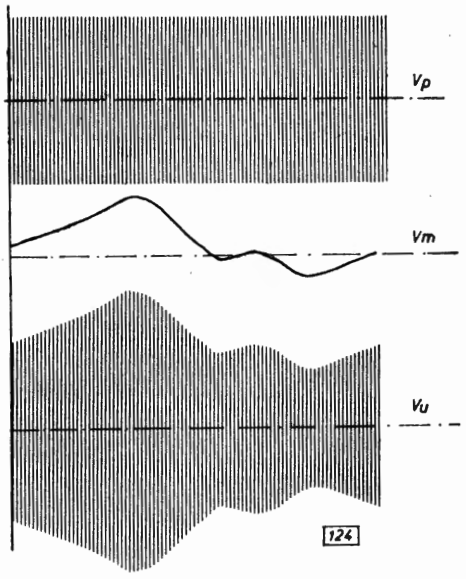
Così facendo si trovano inevitabilmente valori continuamente variabili di tale rapporto.

Quelli che più interessano tuttavia sono i valori che la percentuale in oggetto assume in corrispondenza dei picchi positivi e di quelli negativi del segnale modulante.

Infatti, esaminando sia la fig. 124 che quelle precedenti, appare chiaro come il valore istantaneo dell'onda modulata in ampiezza risulti dalla somma algebrica dei valori istantanei *della portante e della modulante.*

In seguito a ciò, i punti che più interessa controllare sono quelli in corrispondenza dei picchi positivi della modulante, nel qual caso l'onda a radiofrequenza assume valori pari alla somma fra l'ampiezza della portante ed il

Fig. 124 - Onda modulata da un segnale complesso.



picco della modulante stessa, e quelli in corrispondenza dei relativi picchi negativi, per quali la stessa onda assume valori pari alla differenza fra l'ampiezza della portante ed il picco della modulante.

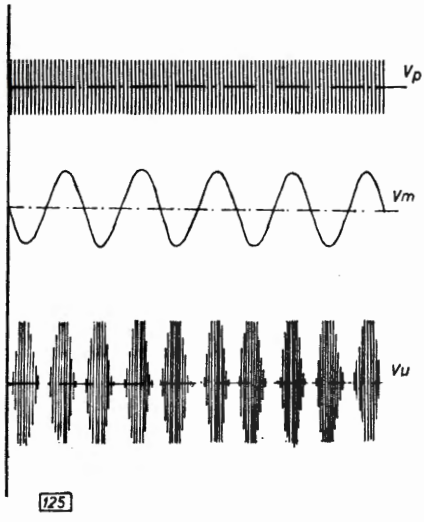


Fig. 125 - Sovramodulazione ($V_m > V_o$).

È necessario che, nel primo caso, il valore sia contenuto entro livelli accettabili, e che, nel secondo, non si oltrepassi lo zero, altrimenti si verifica il fenomeno della *sovramodulazione*, messo in evidenza in fig. 125.

Ciò significa in pratica che la percentuale di modulazione non deve superare il valore limite del 100%, come può essere chiaramente riconfermato dalla precedente figura.

Se ciò non si verifica, negli intervalli in cui il valore negativo del segnale modulante supera l'ampiezza della portante, si ha in primo luogo la mancata emissione di energia, ed in secondo luogo una sensibilissima alterazione nel profilo dell'onda modulata, che non ricopia più la modulante.

Per contro, in corrispondenza dei picchi positivi di quest'ultima, la stessa eccessiva profondità di modulazione tende a far circolare un'energia superiore alla media, che potrebbe non essere tollerata dai tubi e che comunque li porta spesso a funzionare in zone non lineari della caratteristica.

Tali fatti sono ambedue rappresentati in fig. 125.

Discende ancora da tutto ciò che la più dannosa conseguenza della sovramodulazione consiste nel manifestarsi di armoniche, che appunto derivano dalla forte deformazione, e che comunque costituiscono nuovi segnali indesiderati e dannosi.

VARI SISTEMI DI MODULAZIONE

Un circuito modulatore consiste, in genere, in un amplificatore (non lineare) dell'onda portante, nel quale il segnale modulante può essere fatto agire applicandolo ad un qualsiasi degli elettrodi del tubo usato.

Lo schema di principio è visibile in fig. 126.

I vari schemi di modulazione che da questo si deducono, a seconda dell'elettrodo usato, verranno esaminati qui di seguito.

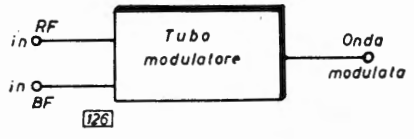


Fig. 126 - Schema a blocchi di modulatore.

Occorre comunque precisare che il processo di modulazione viene in genere effettuato su stadi di potenza e funzionanti in classe C, ai quali il segnale modulante viene applicato mediante un opportuno *trasformatore di modulazione.*

Modulazione sul catodo

La fig. 127 rappresenta un tubo, funzionante in classe C, in serie al catodo del quale è collegato l'apposito trasformatore di modulazione, TM.

Attraverso esso quindi passa sia la corrente anodica che quella di griglia.

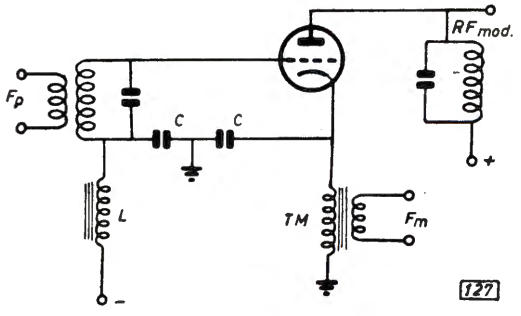


Fig. 127 - Modulatore di catodo.

Il segnale modulante imprime così variazioni contemporanee (ed in fase fra di loro) sia alla I_a che alla I_g, che ne variano quindi al ritmo.

La potenza B.F. che è necessario applicare al TM onde ottenere il 100% di percentuale di modulazione è pari al 20 ÷ 30% della potenza di alimentazione anodica del modulatore.

Il rendimento di questo circuito è del 50 ÷ 55%.

L'induttanza L, in serie al circuito di polarizzazione di griglia impedisce il rifluire a massa del segnale modulante; i condensatori C consentono il riferimento a massa della sola radiofrequenza in gioco.

Questo tipo di modulazione non viene molto usato, e comunque dà buoni risultati solamente impiegando triodi.

Modulazione sulla griglia-controllo

In questo circuito (fig. 128), il segnale B.F. determina, mediante il trasformatore TM, la necessaria variazione (e quindi modulazione) della polarizzazione di griglia.

Al vantaggio di richiedere una bassissima potenza modulante (5 ÷ 10% della potenza anodica del tubo modulatore), questo sistema oppone un basso rendimento in assenza di modulazione.

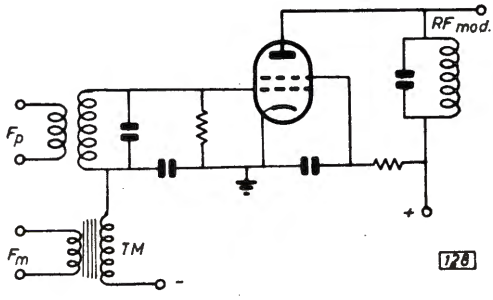


Fig. 128 - Modulatore di griglia-controllo.

Infatti il tubo si avvicina alle caratteristiche del funzionamento in classe C solamente nei picchi di modulazione, durante la cui semionda positiva giunge alla massima potenza di uscita ed in quella negativa all'interdizione.

In assenza di modulazione il rendimento è allora pari al 30 ÷ 35%, e sale, con piena modulazione, al 50 ÷ 60%.

Modulazione sulla griglia-schermo

Lo schema di principio appare in fig. 129.

La modulazione è ottenuta mediante le variazioni, determinate dal trasformatore TM,

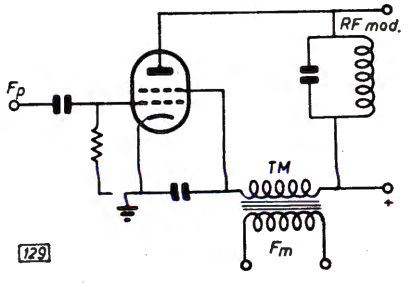


Fig. 129 - Modulatore di griglia-schermo.

del potenziale di griglia-schermo, che, come detto a suo tempo, è un parametro che ha un'influenza fondamentale sulla corrente anodica.

Le caratteristiche di questo circuito non differiscono molto da quelle del precedente, mantenendosene però qualitativamente al disotto.

Infatti, per percentuali di modulazione superiori all'80%, cominciano già a manifestarsi sensibili deformazioni del segnale.

Modulazione sulla griglia di soppressione

Il principio di tale processo è illustrato nella fig. 130.

Il trasformatore TM, modificando il potenziale del soppressore al ritmo della F_m, determina un'analoga variazione nel flusso di elettroni che, attraverso esso, raggiunge la placca.

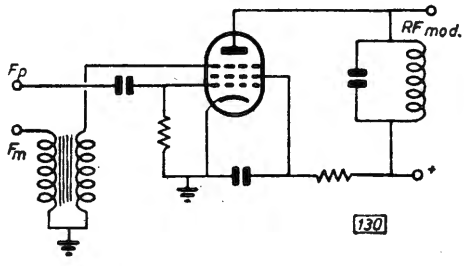


Fig. 130 - Modulatore di soppressore.

Con questo circuito si può ottenere una linearità migliore che con i precedenti, talchè si può raggiungere il 100% di modulazione senza eccessive deformazioni, e con un rendimento di circa il 40%.

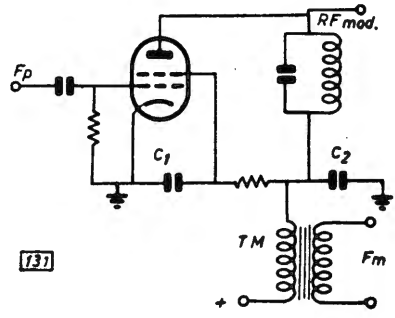
Modulazione sulla placca

Il sistema di applicare il segnale modulante alla placca è il più largamente usato per modulare la portante di un amplificatore funzionante in classe C.

Esso presenta notevoli vantaggi sia per la mancanza di criticità, sia per la linearità ottenibile, col che è consentita la massima percentule di modulazione.

Il suo lato negativo consiste nel fatto che la potenza modulante deve essere pari ad oltre la metà della potenza di alimentazione anodica.

Fig. 131 - Modulazione sulla placca.



Il rendimento di stadio ottenibile è praticamente quello tipico della classe C, e ciò indipendentemente da assenza o presenza di modulazione; si raggiunge cioè facilmente il 70%.

Il sistema più classico di modulazione sulla placca è quello illustrato in fig. 131.

Esso è anche detto « per variazione della tensione anodica ».

Il trasferimento della potenza modulante è effettuato mediante apposito trasformatore.

Un altro sistema, spesso usato per stadi di limitata potenza, è quello rappresentato in fig. 132; esso è denominato *modulazione Heising*, o « per variazione della corrente anodica ».

In questo tipo il tubo modulatore e lo stadio finale del complesso modulante, pure esso costituito da un unico tubo, sono alimentati in parallelo, attraverso un'induttanza

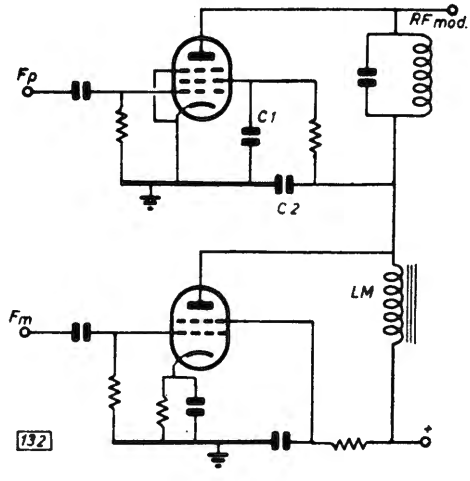


Fig. 132 - Modulazione Heising.

(di modulazione), opportunamente avvolta su nucleo ferromagnetico.

In tal modo la corrente del tubo a R.F. subisce le variazioni che ad essa vengono impresse dal tubo a B.F., e ciò in conseguenza del fatto che l'induttanza LM si oppone energicamente a variazioni della corrente che l'attraversa.

Poichè quindi tale corrente, che rimane praticamente costante, è la somma delle due singole correnti dei tubi B.F. ed R.F., se il segnale B.F. determina, per esempio, un aumento di corrente sul circuito anodico del tubo modulante, tale aumento avviene a spese della corrente del tubo R.F.

Se invece il segnale B.F. determina una diminuzione di corrente, accade esattamente l'opposto; in definitiva all'uscita del tubo R.F. si ritrova un'onda modulata in ampiezza.

Tale sistema, semplice ed economico, non può tuttavia adattarsi a potenze elevate in quanto il tubo modulante deve funzionare in classe A.

In ambedue le versioni ora viste (figg. 131 e 132) i condensatori C_1 e C_2, rispettivamente sul circuito di griglia-schermo e su quello di placca, devono costituire praticamente una via di fuga per la R.F. presente, ma non per la B.F. di modulazione; pertanto la loro reattanza dovrà essere molto bassa per la F_p, ma sufficientemente elevata per la F_m, che sarà ad audiofrequenza.

Il loro valore quindi dovrà essere scelto con particolare oculatezza.

Occorre far notare che, in ambedue le versioni ora esaminate, il circuito è stato rappresentato in modo tale che anche il potenziale di griglia-schermo viene variato, pure se con entità non troppo elevata, dalla B.F. modulante.

Si è cioè in presenza non solo di modulazione sulla placca ma anche di una contemporanea modulazione sulla griglia-schermo.

Ciò in effetti è quanto viene normalmente fatto, poichè la leggera modulazione su tale griglia (contemporanea a quella sull'anodo) permette di ottenere percentuali del 100% con ottima linearità.

Amplificatore in classe B a R.F.

Potrebbe sembrare fuori dall'ordine logico parlare qui di tale circuito, ma poichè capita spesso che amplificatori di questo tipo siano usati per amplificare segnali già modulati, alcuni cenni non appaiono fuori luogo; ciò anche perchè, per questo tipo di circuito, valgono di massima le stesse considerazioni fatte per la modulazione sulla griglia-controllo, salvo il diverso punto di funzionamento.

Anche per esso infatti, poichè il rendimento è funzione della tensione di griglia, si raggiungono valori elevati solo negli intervalli corrispondenti ai picchi di modulazione, in assenza della quale esso raggiunge il valore minimo, che si aggira sul 30%.

Tale fatto limita ovviamente la potenza ricavabile dallo stadio amplificatore, in quanto, in assenza di modulazione, esso dovrà dissipare in calore (attraverso la placca) il restante 70% della potenza anodica.

Queste stesse considerazioni valgono anche per gli amplificatori di R.F. modulata funzionanti, per motivi particolari, anzichè in classe B, nelle classi AB1 e AB2.

In tali circostanze, il rendimento è ancora leggermente inferiore, ma si può, per contro, conseguire una maggior linearità del segnale uscente con una minore richiesta di potenza di pilotaggio all'entrata.

CONSIDERAZIONI FINALI

Sia dalla trattazione sin qui svolta, che dalle figure esplicative, appare evidente che la prima conseguenza della modulazione consiste in un aumento della potenza in gioco nei picchi positivi, in corrispondenza cioè di quegli intervalli nei quali la tensione R.F. è la somma della portante e della modulante.

Nel caso di modulazione al 100% ciò vuol dire che, in quegli istanti, la potenza in gioco nel tubo è il quadruplo di quella in assenza di modulazione (basta ricordare che, a parità di carico, la potenza è proporzionale al quadrato della tensione ai suoi capi).

Tale circostanza deve quindi essere tenuta presente nella scelta dei tubi e nel dimensionamento dei circuiti.

L'apporto di potenza cui ora si è accennato, e che accompagna l'onda modulata, deve essere di valore opportuno onde ottenere i desiderati livelli di modulazione.

Si può in particolare dimostrare che, nel caso della modulazione sulla placca, la potenza modulante necessaria per ottenere m = 100% vale la metà della potenza anodica del tubo a R.F.

In ogni caso però, come si è detto parlando delle bande laterali, il processo della modulazione non apporta alcuna modifica all'ampiezza della frequenza portante, bensì provoca il

nascere di nuove frequenze ai lati di questa.

È allora evidente come la potenza che caratterizza il segnale modulante venga tutta e solo ceduta alle bande laterali, che vengono quindi a costituire, di tutto il complesso dell'onda modulata, l'unica parte veramente necessaria e sufficiente per la determinazione e riproduzione del segnale modulante stesso.

La portante costituisce unicamente il veicolo che trasporta l'informazione.

Demodulazione

(o rivelazione)

Come dice la parola, la *demodulazione* è il processo inverso della modulazione.

Esso quindi consiste nell'estrazione, da una onda a R.F. modulata, dell'informazione audio (o di qualunque altra natura) a questa sovrapposta.

Diversi sono i sistemi per effettuare questo processo; essi verranno qui brevemente passati in rassegna.

RIVELATORE A DIODO

Lo schema più classico ed elementare di un demodulatore è quello visibile nella fig. 133.

Esso consiste in un raddrizzatore convenzionale, all'uscita del quale è presente un circuito RC la cui costante di tempo deve essere opportunamente scelta, come si vedrà fra poco.

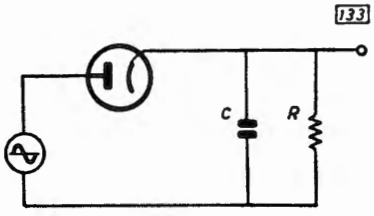


Fig. 133 - Schema elementare di rivelatore.

Il funzionamento di un siffatto dispositivo è posto in evidenza dalla fig. 134.

In A) è rappresentata l'onda modulata in arrivo; in B) è rappresentata la forma d'onda all'uscita dal diodo, qualora mancasse il condensatore C.

In tal caso infatti, ai capi di R (resistenza di carico), la tensione ha l'andamento indica

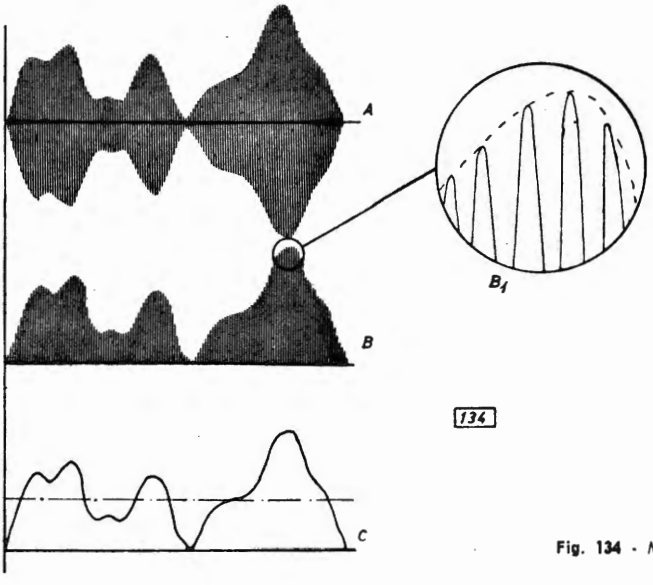


Fig. 134 - Meccanismo della rivelazione.

to nel dettaglio B1 e cioè le semionde a R.F. determinano un profilo che rispecchia il segnale a B.F. impresso.

Si tratta ora di ricavare una tensione (B.F.) che segua effettivamente tale profilo, ed il più fedelmente possibile.

A tale scopo basta allora inserire il condensatore C che, caricandosi nella fase di aumento della tensione a R.F., immagazzini l'energia sufficiente a mantenere quasi inalterata tale tensione anche durante il successivo semiperiodo, nel quale la tensione dovrebbe cadere a zero.

Ciò significa che il condensatore C serve a mantenere ai suoi capi la tensione corrispondente alle successive creste della R.F.; da tale comportamento deriva che la tensione ai suoi capi, variando secondo il profilo di cresta delle successive semionde, ricostruisce così il segnale B.F. impresso all'atto della modulazione.

Ciò è all'incirca quanto dire che C effettua un opportuno filtraggio, fugando la R.F. presente.

È evidente che negli intervalli fra le successive creste, il condensatore tende a scaricarsi sulla resistenza di carico R, e quindi ciò che determina il corretto funzionamento del dispositivo di demodulazione è in definitiva la costante di tempo del circuito RC completo, la quale quindi deve essere sufficientemente alta.

È altrettanto evidente però che, se tale costante fosse così elevata da colmare anche gli avvallamenti tra i successivi picchi del profilo di modulazione, questo circuito non effettuerebbe più la demodulazione, cioè l'estrazione del profilo stesso inalterato; il condensatore C costituirebbe un elemento filtrante anche per il segnale B.F., fornendo all'uscita un segnale piatto e costante, cioè una tensione continua.

Ciò quindi chiarisce il motivo per cui è necessario un esatto dimensionamento del gruppo RC.

ALTRI SISTEMI DI DEMODULAZIONE

Il tipo di rivelatore ora esaminato, sebbene di buone prestazioni e di uso pressochè universale, introduce in genere una più o meno elevata attenuazione sul segnale ad esso addotto, il quale inoltre, per un buon funzionamento del circuito, deve essere di livello non eccessivamente basso.

Adottando quindi il rivelatore a diodo è in genere necessario effettuare un'amplificazione sia del segnale modulato in arrivo, sia della B.F. all'uscita.

È per questo che, più frequentemente nel passato ma a volte anche ora, vengono adottati altri tipi di rivelatore, che accomunano, all'azione demodulante, anche un certo tasso di amplificazione.

Rivelazione in griglia

Tenendo presente che, in un tubo, la coppia griglia-catodo può facilmente essere considerata e funzionare come un diodo il cui anodo è costituito dalla griglia stessa, è immediatamente intuibile come la rivelazione di segnali modulati in ampiezza possa ottenersi, per esempio, in un triodo allo stesso modo visto per i diodi.

Un esempio tipico di tale versione circuitale è dato in fig. 135.

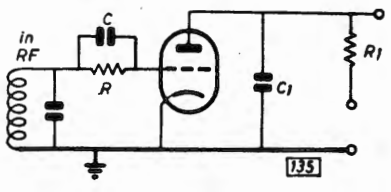


Fig. 135 - Rivelatore in griglia.

Il prodotto della demodulazione si localizza ai capi del gruppo RC, che ha identica funzione del circuito precedentemente esaminato.

Tale segnale B.F. viene quindi ritrovato notevolmente amplificato ai capi della resistenza di carico R_1; il condensatore C_1 serve ad eliminare gli eventuali residui di R.F., essi pure altrimenti amplificati.

Il gruppo RC serve contemporaneamente a determinare la polarizzazione automatica di griglia, e quindi il punto di lavoro del tubo.

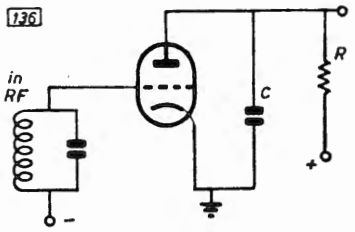
Rivelazione in placca

La rappresentazione schematica del circuito è data in fig. 136.

In questo caso il tubo è polarizzato quasi all'interdizione; esso quindi lavora praticamente in classe B.

In seguito a ciò, in placca si troverà segnale solamente durante la semionda positiva del segnale entrante; questa non è altro che un'operazione di raddrizzamento, con contemporanea amplificazione.

Fig. 136 - Rivelazione in placca.



Il gruppo RC, ora inserito in placca, esplica la medesima funzione (già esposta) di determinare la costante di tempo necessaria per l'estrazione del segnale modulante e per il filtraggio della R.F.

In ambedue i casi ora esaminati il comportamento del circuito varia a seconda dell'entità del segnale entrante; in ogni caso il funzionamento non viene ad essere sostanzialmente modificato, anche se si possono ottenere prestazioni abbastanza diverse dal medesimo circuito a diversi livelli di segnale.

Alimentazione e riproduzione

ALIMENTATORI

Per *alimentatore* s'intende quel complesso atto a conferire agli elettrodi dei tubi montati su una qualunque apparecchiatura le prestabilite tensioni e correnti necessarie al suo funzionamento.

Tenendo presente che tensioni e correnti, salvo per il filamento, devono essere continue, si possono presentare varie possibili soluzioni in relazione alla sorgente di energia alla quale si vuole (o si deve) ricorrere per alimentare l'apparato.

Può avvenire, per impianti a bordo di mezzi mobili, di aver a disposizione batterie di accumulatori, ma molto più frequentemente la sorgente che si sfrutta, ed alla quale ci riferiamo, è la rete a corrente alternata.

In tal caso l'alimentatore consiste praticamente: in un trasformatore che porta la tensione di rete ai valori necessari; in un raddrizzatore che trasforma la tensione alternata in continua pulsante; in un filtro di livellamento, all'uscita del quale è resa disponibile una tensione continua a più o meno basso livello di residuo alternato, cosidetto ronzio.

La versione fondamentale di un alimentatore, nel suo schema più elementare, è visibile nella fig. 137, che mette in evidenza sia i vari elementi impiegati sia, in base alla loro influenza sulle forme d'onda, lo scopo dei rispettivi impieghi.

Questo tipo di raddrizzamento è detto « *a semionda* », in quanto, immediatamente alla uscita del tubo, è disponibile una sola semionda della tensione alternata ad esso applicata.

Dalla rappresentazione della tensione d'uscita (V.c.c.) è visibile l'ondulazione ancora

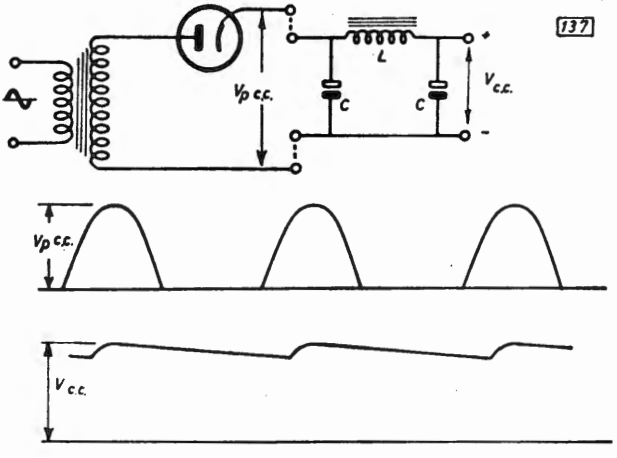


Fig. 137 - Alimentatore a semionda.

esistente sulla tensione stessa, il che comporta ronzio alla frequenza di rete ed un livello medio di tensione più basso dei massimi.

Si può migliorare il funzionamento di un alimentatore di questo tipo, ossia diminuire gli inconvenienti ora citati, usando un tubo raddrizzatore contenente due placche anzichè una sola, e collegato in modo che ognuna delle due raddrizzi una semionda di determinato segno.

Perchè ciò avvenga è naturalmente necessario che il secondario del trasformatore abbia due uscite cui collegare le due placche, ed una presa centrale cui riferire le tensioni; i due mezzi avvolgimenti devono in ogni modo essere esattamente uguali, onde presentare alle due placche due semionde perfettamente uguali.

La tensione pulsante all'uscita del tubo « contiene » in tal caso un numero doppio di semionde, o meglio una pulsazione di valore doppio; ciò equivale a dire che la frequenza di ronzio all'uscita è come se fosse raddoppiata e quindi è più facilmente filtrabile con condensatori di capacità e dimensioni tollerabili.

Inoltre, poichè non esistono più, come nel caso precedente, semionde complete durante le quali non si ha alcun apporto di energia, il valore della tensione d'uscita risulta più elevato (e meno affetto da ondulazione).

Tutto ciò è visibile nella fig. 138.

Questo tipo di alimentatore è denominato « *ad onda intera* », in quantochè vengono raddrizzate ambedue le semionde della tensione alternata.

Negli esempi ora fatti il filtro usato, detto anche « di spianamento », è del tipo a π, passabasso.

Il suo funzionamento si spiega nel modo seguente: il primo condensatore si carica ad un valore prossimo all'ampiezza della semionda e, a seconda della sua capacità e della corrente assorbita dall'apparato applicato, a tale valore rimane più o meno carico fornendo corrente all'utilizzatore durante gli avvallamenti della tensione raddrizzata.

L'induttanza ed il secondo condensatore perfezionano questo primo spianamento, operando un filtraggio di tutte le componenti alternate ancora presenti, che determinerebbero ronzio.

Un filtro di tal genere è detto *ad ingresso capacitivo.*

Esistono però casi particolari nei quali è necessario usare un diverso tipo di filtro di spianamento, e sono quelli in cui l'assorbimento di corrente da parte dell'apparato utilizzatore è notevolmente variabile.

In tale evenienza, la tensione, all'uscita di un filtro ad ingresso capacitivo, sarebbe allo stesso modo variabile, a causa della non trascurabile resistenza interna presentata dalla valvola.

Eliminando il condensatore d'ingresso, realizzando cioè un filtro *ad ingresso induttivo*, la tensione in uscita non potrà essere prossima al valore di cresta come nel caso del filtro a π, ma in compenso la presenza, in serie all'uscita del raddrizzatore, dell'induttore L che si oppone alle brusche variazioni di corrente che lo attraversano, dà come risultato una tensione d'uscità molto più costante al variare della corrente assorbita.

Un esempio di applicazione di questo circuito sarà dato nel paragrafo seguente.

Un filtro ad ingresso capacitivo è invece adottato nel circuito di alimentatore completo di fig. 139.

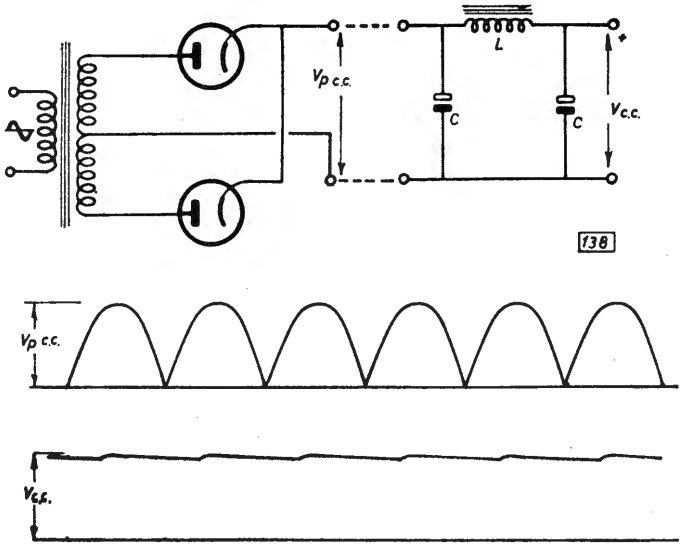
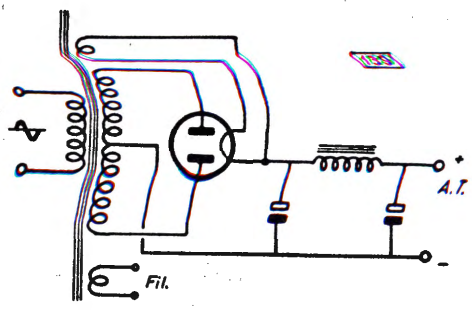


Fig. 138 - Alimentatore ad onda intera.

Fig. 139 - Alimentatore completo.



Infatti, in genere, in ogni apparato equipaggiato con tubi elettronici sono richieste altre tensioni (magari alternate) oltre la tensione anodica.

Per esempio, quasi sempre il trasformatore ha due o più secondari; uno di questi serve a fornire la tensione (pressochè standardizzata a 6,3 o 12,6 V) per l'accensione dei filamenti dei tubi; un altro, separato, serve per il filamento del tubo raddrizzatore, che in genere è a riscaldamento diretto ed a 5 V di tensione di accensione.

In ogni caso, data la bassa frequenza in gioco, in tali circuiti i valori di C sono sempre dell'ordine delle decine di μF, ed i valori di L sono di qualche H.

Raddrizzatori a vapori di mercurio

Tutti i normali tubi raddrizzatori a vuoto presentano, come sopra accennato, l'inconveniente di dar luogo ad una sensibile caduta di tensione per forti correnti di lavoro.

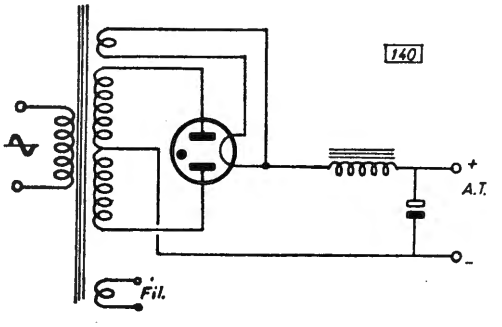


Fig. 140 - Alimentatore con tubo a vapori di mercurio e filtro ad ingresso induttivo.

Tale caduta, variabile col variare della corrente, è da imputarsi alla carica spaziale che sappiamo esistere in prossimità del catodo.

Questa, che come noto è negativa, può però essere neutralizzata dalla presenza di ioni positivi, dosati in quantità opportuna, fra catodo e anodo.

Tali ioni si possono facilmente ottenere mediante *l'immissione, nel bulbo di vetro, di un'opportuna quantità di mercurio.*

Quando la caduta di tensione ai capi del tubo raggiunge il potenziale di ionizzazione del mercurio, le molecole dei vapori dello stesso si ionizzano, formando proprio quegli ioni positivi che servono a neutralizzare la carica spaziale.

Quindi la caduta ai capi del tubo rimane costante al valore della tensione di ionizzazione dell'elemento immesso, tensione che per il mercurio non supera i 20 V.

Si usano alimentatori equipaggiati con tali tubi nei casi in cui il carico sia notevolmente variabile (nonchè abbastanza forte), cosicchè le cadute di tensione sono ridotte a valori accettabili.

Tale uso consiglia di conseguenza l'adozione di filtri ad ingresso induttivo, come indicato in fig. 140.

Questi tubi non possono però lavorare a temperature inferiori a 20 °C e superiori ad 80 °C.

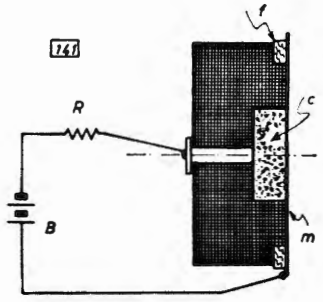
TRASDUTTORI

Per quanto concerne la nostra trattazione, si intende per *trasduttore* ogni dispositivo atto a trasformare un segnale di natura generalmente acustica in segnale elettrico, e viceversa.

Lo scopo di tale trasformazione deriva in sostanza dalla necessità di far udire i suoni a distanze maggiori di quanto non lo consentano i naturali mezzi di produzione e di ascolto dei suoni stessi.

Infatti trasformando un suono in un segnale elettrico (*trasduzione acusto-elettrica*) quest'ultimo può essere inoltrato, tramite filo o mediante onde elettromagnetiche, fino ad un punto, praticamente lontano quanto si vuole, dove il segnale stesso subirà (a parte elaborazioni intermedie) la trasformazione reciproca (*trasduzione elettro-acustica*) mediante un opportuno dispositivo, che sarà quindi in grado di riprodurre il suono originario.

Fig. 141 - Microfono a carbone.
f = feltri
c = granuli di carbone
m = membrana vibrante



I dispositivi classici per le due siffatte trasformazioni sono fondamentalmente il microfono ed il ricevitore telefonico.

Le diverse versioni vengono qui di seguito esaminate.

Microfoni

Il *microfono* è il classico traslatore acusto-elettrico, in quanto trasforma un'onda acustica in una corrispondente variazione di un parametro elettrico opportunamente stabilito.

Più comunemente usati sono i tipi a carbone e piezoelettrici.

Il *microfono a carbone* (fig. 141) è essenzialmente costituito da una membrana che viene posta in vibrazione dalle onde acustiche prodotte nelle più o meno immediate vicinanze; tali vibrazioni si trasmettono ai granelli di carbone che con essa sono a contatto, e ne determinano successive compressioni e decompressioni.

Poichè la resistenza elettrica del carbone è proporzionale alla pressione su di esso esercitata dalla membrana, si ottiene in definitiva una corrispondente variazione nella resistenza totale offerta dal dispositivo, col risultato di far variare anche la corrente che scorre nel circuito.

Queste variazioni di corrente, di ritmo identico a quello delle onde acustiche e di intensità proporzionale, si localizzano ai capi di una resistenza R di carico, pur essa parte integrante del circuito, come variazioni di tensione.

Ai capi di tale resistenza si ha quindi un segnale elettrico corrispondente a quello acustico che ha investito la membrana.

Il microfono a carbone ha il pregio di fornire un'elevata tensione (diverse centinaia di mV), ma offre per contro l'inconveniente di una riproduzione poco fedele.

Il *microfono a cristallo* sfrutta l'effetto piezoelettrico, nella forma reciproca a quella sfruttata per gli oscillatori a quarzo.

In esso il suono viene raccolto da un leggerissimo conetto di alluminio che trasmette le vibrazioni al cristallo, facendolo flettere alternativamente.

La d.d.p. che il cristallo sviluppa fra due opposte facce viene raccolta da due sottilissimi nastri fissati alle superfici stesse.

Tale d.d.p. è molto meno elevata di quella fornita dai microfoni a carbone, ma per contro il suo andamento è più fedele al segnale acustico.

Un terzo tipo di microfono, quello *dinamico* o *magnetico*, pure di uso abbastanza frequente, è di costruzione e funzionamento molto simili all'auricolare telefonico o ancor più all'altoparlante.

Se ne rimanda quindi al paragrafo seguente la descrizione, nell'evidente intesa che, in tale impiego, essi effettuano la trasformazione inversa.

Trasduttori elettroacustici

Sono quelli che trasformano un segnale elettrico in onde sonore di maggiore o minore intensità.

L'*auricolare* o *ricevitore telefonico* è sostanzialmente costituito da due solenoidi avvolti su nuclei ferromagnetici, costituenti, assieme ad un magnete permanente e ad una sottile membrana (pure di ferro dolce), fissata al bordo del contenitore, un circuito magnetico avente due traferri.

La disposizione classica appare in fig. 142.

Applicando ai capi delle bobine il segnale elettrico (a frequenza acustica), le bobine

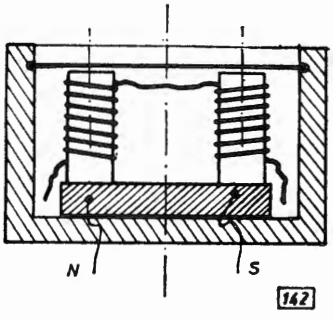
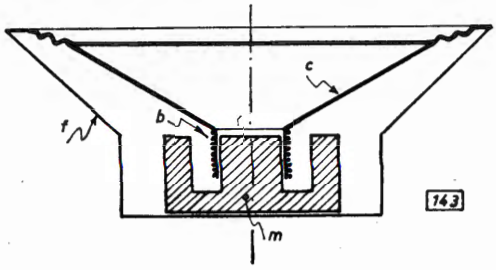


Fig. 142 - Auricolare telefonico.

Fig. 143 - Altoparlante magnetodinamico.
m = magnete
c = cono
f = cestello
b = bobina mobile



stesse sono percorse da una corrente che a sua volta determina variazioni in più o in meno della induzione e quindi della forza attrattiva esercitata sulla membrana; questa quindi vibra con la stessa legge del segnale, generando nel mezzo circostante (aria) le desiderate onde acustiche.

È evidente (date anche le dimensioni, paragonabili a quelle di figura) che un siffatto dispositivo mette in gioco una energia acustica sufficiente a percepirne i suoni solamente se l'orecchio è posto nelle immediate vicinanze della membrana.

Per creare un livello sonoro soddisfacente in tutto un ambiente si deve ricorrere ad un dispositivo noto col nome di *altoparlante*; esso è suscettibile di mettere in gioco energie acustiche ben maggiori.

La versione quasi universalmente diffusa dell'altoparlante è quella *magnetodinamica*, illustrata in fig. 143.

In essa, attorno all'espansione polare centrale di un magnete permanente m (di sezione circolare) è montata una bobinetta scorrevole assialmente (e detta *bobina mobile*), alla quale è fissato un cono (generalmente costruito con carta di opportuna consistenza) che a sua volta è ancorato elasticamente al bordo di un cestello metallico.

Il segnale elettrico a frequenza acustica viene applicato ai capi della bobina mobile; essendo questa immersa nel campo magnetico di m, la corrente che la percorre provoca allora delle forze (ponderomotrici), agenti sul complesso bobina-cono.

Le escursioni che ne derivano, limitate e controllate dalla forza elastica del fissaggio al cestello, si svolgono alternativamente attorno alla sua posizione di equilibrio, cosicchè il cono diffusore che, collegato alla bobina, la segue fedelmente nel suo moto, imprime all'aria circostante le onde acustiche che provocano la percezione dei suoni in tutto l'ambiente.

Ambedue i dispositivi testè descritti possono essere usati per la trasformazione inversa, come si è accennato alla fine del paragrafo precedente.

Infatti se, reciprocamente, un'onda sonora colpisce la membrana dell'auricolare o il cono di un altoparlante, questi elementi si pongono in vibrazione.

Nel primo caso varierà il traferro (fra nuclei e membrane) con conseguente variazione del flusso che si concatena con i due avvolgimenti; nel secondo le spire della bobina mobile si immergeranno più o meno nel campo magnetico, determinando pure una variazione del flusso concatenato.

In entrambi i casi dunque, in conseguenza dei noti fenomeni dell'induzione elettromagnetica, ai capi degli avvolgimenti si manifesteranno f.e.m. variabili con la stessa legge del segnale acustico.

In ogni modo, anche con apposite realizzazioni, le tensioni ricavabili sono molto basse (pochi mV).

IL DECIBEL

La materia trattata nel precedente capitolo offre l'occasione propizia per introdurre il concetto di una nuova unità di misura, che all'acustica è legata e che da essa può ritenersi derivata; il suo uso è poi stato generalizzato praticamente a tutto il campo delle telecomunicazioni.

Supponiamo che una persona stia ascoltando un suono di una certa intensità; se tale intensità viene improvvisamente raddoppiata, l'ascoltatore ha sì la percezione dell'aumento avvenuto, ma la sensazione che riporta non è quella di un raddoppio.

Perchè egli abbia effettivamente la sensazione di intensità raddoppiata occorre che, in effetti, il valore di questa venga quadruplicato; allo stesso modo, perchè egli abbia una sensazione di intensità tripla, occorre che questa venga aumentata di nove volte, e così via.

Tutto ciò è conseguenza del particolare andamento della sensibilità del nostro orecchio, per il quale l'aumento di intensità sonora avvertito è strettamente legato al logaritmo di quello realmente avvenuto.

Questo comportamento è di validità generale; quindi in tutti i casi in cui sia riscontrabile una variazione del livello sonoro, oppure, ciò che è la stessa cosa, delle grandezze elettriche a tale livello legate, la variazione in oggetto non sarà avvertita nella sua entità reale, bensì secondo una legge logaritmica, cioè in pratica più attenuata.

Per esprimere allora, in modo coerente con le effettive sensazioni auditive, le differenze di livello fra diverse potenze acustiche, si usa una unità di misura che è proporzionale al logaritmo del rapporto fra i due differenti livelli.

Si tratta appunto del *decibel*, che è pari a 10 volte il logaritmo del rapporto fra i due valori di potenza raffrontati.

Quindi la differenza di livello esistente fra una potenza P_2 ed una potenza P_1, espressa in *dB*, vale:

$$N = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Se questa grandezza viene riferita, anzichè alle potenze, alle grandezze elettriche ad essa legate, cioè a tensioni od a correnti, la formula va modificata come segue:

$$N = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

L'estensione di tale grandezza a tutto il campo delle telecomunicazioni permette di esprimere con tale numero una qualunque differenza di livello, derivante da amplificazione o attenuazione, che esista fra due punti qualunque di un qualunque circuito oppure fra le ampiezze di due segnali a frequenze diverse che da tale circuito entrino od escano.

Dire, per esempio, che un amplificatore guadagna 6 dB significa dire che la sua amplificazione di potenza vale 4, poichè 10 volte il logaritmo di 4 è precisamente uguale a 6; ciò equivale anche a dire che la sua amplificazione di tensione è 2, poichè 20 volte il logaritmo di 2 è ancora uguale a 6.

Unica condizione, per tale computo immediato, consiste nel fatto che i livelli debbono essere riferiti allo stesso valore di impedenza di carico.

In tale ipotesi, e per generalizzare l'esempio ora dato, ogni aggiunta (o sottrazione) di 10 dB sta ad indicare che la tensione è stata moltiplicata (o divisa) per 3, 2 e la potenza per 10.

In ultima analisi, l'utilità forse maggiore dell'introduzione di tale nuova unità di misura consiste nel fatto che le amplificazioni o attenuazioni successive, se espresse in dB, semplicemente si sommano e si sottraggono fra di loro al fine di avere il valore finale complessivo.

Radiocomunicazioni

Apparati e sistemi

Qualunque sistema di radiocomunicazioni consta, innanzi tutto, di un apparato che elabora opportunamente i segnali da affidare allo spazio circostante onde consentire l'invio e la diffusione alle distanze desiderate dell'informazione che essi rappresentano.

È questo il cosiddetto *trasmettitore* (o *emettitore*).

All'altro estremo occorre poi disporre di un complesso che capti, dallo spazio, il segnale e lo rielabori al fine di riprodurre, a livello opportuno, l'informazione che interessa.

È questo il cosiddetto *ricevitore*.

Completano il sistema due altri elementi che consentono, in trasmissione, di « stimolare elettricamente » lo spazio interposto, ed in ricezione di trasferire questo « stimolo » al ricevitore.

Si tratta delle cosiddette antenne: emittente la prima, ricevente la seconda; di queste ci occuperemo in seguito.

I sistemi in uso per lo scambio di informazioni « via radio » sono: *a codice* (e nel caso dei radioamatori il codice usato è il *Morse*, ed il tipo di emissione viene individuato con la sigla *CW*) oppure *a viva voce* (e, sempre nel campo dei radioamatori, il tipo di modulazione più usato è l'AM).

Ognuno di questi sistemi di comunicazione richiede prestazioni, e quindi soluzioni circuitali, più o meno differenziate; tuttavia è opportuno esaminare dapprima la composizione generale, ed i problemi ad essa connessi, di tali apparati, che sono, ripetiamo, i trasmettitori ed i ricevitori.

TRASMETTITORI

Il trasmettitore è un dispositivo che permette di elaborare l'informazione da trasmettere in modo che essa venga affidata ad un'onda « portante » di requisiti tali (e cioè frequenza e potenza) da poter essere inviata alle distanze e nelle condizioni volute.

L'elemento base di un trasmettitore, e che da solo potrebbe costituirne la versione più semplice, consiste in un generatore di portante, o, per meglio dire, di un oscillatore.

Esso può essere scelto fra i tipi a suo tempo descritti, e quindi può essere a quarzo oppure a frequenza variabile.

Tale stadio oscillatore è in genere seguito da uno o più stadi di amplificazione di potenza, ed eventualmente moltiplicatori o convertitori di frequenza, onde portare il segnale alla frequenza voluta ed al livello di potenza necessario per pilotare un amplificatore finale, a sua volta di potenza pari a quella richiesta.

Affiancato a tale complesso esisterà un particolare dispositivo, oppure un ulteriore amplificatore, aventi lo scopo di imprimere alla portante così generata le informazioni necessarie.

Sarà infine presente un alimentatore onde fornire le tensioni e le correnti richieste dai vari circuiti.

Problemi connessi

Ognuno dei singoli stadi che costituiscono un trasmettitore è caratterizzato da determinate esigenze funzionali che decidono della scelta del circuito e dei componenti.

Per esempio, poichè spostamenti della frequenza che caratterizza l'onda portante possono determinare conseguenze indesiderate, l'oscillatore dovrà essere scelto e realizzato in modo tale da presentare una sufficiente stabilità della sua frequenza di oscillazione.

Gli eventuali stadi intermedi di amplificazione o di moltiplicazione dovranno fornire potenze sufficienti a pilotare l'amplificatore finale affinchè esso possa erogare la richiesta potenza; contemporaneamente non dovranno apportare al segnale ad essi affidato eccessive deformazioni, e ciò per non determinare, a seconda dei casi, una eccessiva alterazione del segnale oppure armoniche a livello troppo elevato.

Infatti la presenza di tali armoniche, ovviamente a frequenze diverse dal segnale fondamentale, costituisce un complesso di altri segnali emessi i quali, oltre a determinare una inutile perdita di potenza, costituiscono altrettanti nuovi segnali a frequenze diverse da quella assegnata che quasi sicuramente interferiscono con altri o comunque ad essi recano disturbi certamente nocivi.

Le stesse considerazioni possono parimenti applicarsi anche allo stadio finale amplificatore di potenza che, a seconda dei casi, potrà lavorare in tutte le classi comprese fra la AB1 e la C.

Naturalmente, al fine di effettuare le necessarie operazioni di messa a punto dei singoli stadi, esistono, e sono accessibili, diversi elementi di controllo, come resistenze, condensatori ed induttori variabili.

Per controllare l'azione di tali elementi, e quindi assicurarsi delle corrette modalità di funzionamento dei vari circuiti, vengono usati di norma voltmetri o amperometri, inseriti in determinati punti dei circuiti stessi.

Gli alimentatori devono essere in grado di fornire, ai vari stadi, le diverse tensioni necessarie con valori più stabili possibile, onde garantire la costanza della frequenza e della potenza emessa.

Le normali potenze d'uscita dei trasmettitori per radioamatori vanno da pochi a qualche centinaio di watt.

Dalle stazioni di radiodiffusione (o similari) vengono invece emesse potenze finanche di centinaia o migliaia di watt ed oltre.

RICEVITORI

Il ricevitore consiste in un dispositivo atto ad operare sul segnale captato le elaborazioni inverse a quelle impresse all'atto della trasmissione; il suo scopo è cioè quello di rivelare l'informazione in arrivo e portarla agli opportuni livelli per la sua identificazione e utilizzazione.

Le modalità di realizzazione di un ricevitore ed i problemi ad essa inerenti sono in genere più delicati, e comunque più vari, di quanto non avvenga per i trasmettitori.

In ogni caso la costituzione del ricevitore è molto legata alla frequenza ed al tipo delle emissione da ricevere.

Le prestazioni che un ricevitore deve fornire consistono principalmente in una amplificazione sufficientemente elevata onde portare a livello udibile i segnali che ad esso giungono e che possono essere debolissimi ed in una selettività sufficiente a selezionare, fra i molti segnali in arrivo, solo ed esattamente quello che interessa.

La versione più elementare di ricevitore potrebbe essere costituita da un semplice rivelatore a diodo, collegato in ingresso con un circuito accordato alla frequenza da ricevere, ed all'uscita con un semplice auricolare telefonico, atto a riprodurre il segnale modulante rivelato.

Tale sistema può dare risultati soddisfacenti solo nel caso si debba ricevere un segnale molto forte (o trasmesso molto da vicino) e che esso sia a frequenza sensibilmente lontana da altri eventuali segnali.

Infatti è già noto che la selettività ottenibile da un semplice circuito accordato è molto modesta (almeno rispetto alle distanze fra le singole portanti usate nelle radiotrasmissioni, specie se a frequenze elevate); quindi, nel caso fosse presente un secondo segnale a frequenza distante meno della larghezza di banda dello stesso circuito, verrebbero riprodotte contemporaneamente ambedue le modulazioni, con le prevedibili difficoltà di identificazione.

In secondo luogo, poichè questo tipo di rivelatore non offre alcuna amplificazione, potranno essere riprodotti con sufficiente intelligibilità solamente quei segnali che forniscano, ai capi del circuito accordato, tensioni di un certo rilievo (ossia da qualche decina di mV in su).

Per questo motivo tale tipo di ricevitore, che già si è detto essere poco selettivo, risul-

ta anche pochissimo *sensibile.*

S'intende per *sensibilità* di un ricevitore la tensione di segnale presente al suo ingresso capace di dar luogo ad una tensione d'uscita che sovrasti quella dovuta a segnali spurii, originati nel ricevitore stesso, di un certo rapporto, prefissato di entità tale che sia sufficiente a far discernere il segnale utile da quello perturbatore.

Risultati migliori si possono ottenere usando uno dei rivelatori amplificati già esaminati, nel senso che la sensibilità ottenibile è migliore, e quindi possono essere riprodotti anche segnali più deboli.

In ogni caso, qualora i segnali rivelati debbano essere riprodotti da un altoparlante, fra questo ed il rivelatore è necessario interporre un amplificatore di B.F.; ciò in considerazione del fatto che, per ottenere onde acustiche di livello sufficiente per l'ascolto a distanza, l'altoparlante richiede almeno qualche centinaio di mW, potenza che non è certo disponibile all'uscita di un rivelatore.

Un ulteriore aumento della sensibilità di ricezione, sempre restando nel campo delle versioni piuttosto semplici, è ottenibile con i cosiddetti rivelatori rigenerativi.

Rivelatori rigenerativi

Il sistema di rivelazione ad un solo tubo, cosiddetto *per reazione,* consiste di un circuito che ricopia sostanzialmente uno dei due demodulatori (di griglia o di placca) a suo tempo esaminati; in esso però è apportata una qualche modifica tendente a far funzionare il tubo, oltre che come rivelatore, anche come oscillatore.

Il grado di reazione è però dosato in modo che questa si mantenga immediatamente al di sotto del punto critico al quale avviene l'innesco delle oscillazioni.

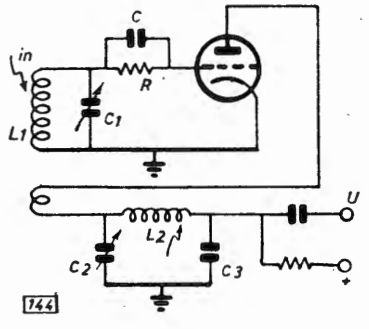


Fig. 144 - Rivelatore in reazione.

Una versione di un tale dispositivo è data in fig. 144.

In esso il circuito L_1C_1 deve risuonare alla frequenza da ricevere; perciò C_1 è costituito da un condensatore variabile in modo che la frequenza di risonanza del circuito stesso possa essere portata a coincidere con quella dei segnali in arrivo.

Con ciò si è realizzato un circuito accordabile su tutte le frequenze comprese in una certa gamma.

Il gruppo RC serve a determinare la necessaria costante di tempo per la demodulazione; L_2 e C_3 eliminano dall'uscita B.F. eventuali residui di radiofrequenza.

Il condensatore variabile C_2 serve a regolare l'esatto grado di reazione in modo tale che la parte di energia competente al segnale così riportato all'ingresso compensi quasi tutte le perdite dovute ai vari fattori presenti nel circuito, ma non sia di entità tale da determinare la generazione di oscillazioni.

È per questo motivo che non solo l'amplificazione del circuito viene accentuata, ma anche la selettività subisce un discreto miglioramento.

È possibile migliorare le prestazioni di tale rivelatore, portandolo in oscillazione netta.

Si ottiene allora il cosiddetto *rivelatore in superreazione,* il cui uso è stato molto diffuso in VHF e UHF, nonchè nei primi radar.

Una tipica versione è visibile in fig. 145.

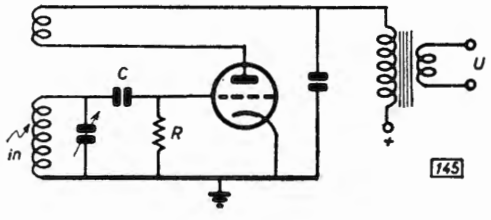


Fig. 145 - Rivelatore superrigenerativo.

La costante di tempo propria del gruppo RC è tale che lo stato oscillatorio del tubo viene periodicamente interrotto e reinnescato secondo il ritmo di carica e scarica del condensatore.

L'oscillazione viene cioè automaticamente interrotta ad una frequenza che, dovendo ovviamente essere ultra udibile per non compromettere l'ascolto, è in genere compresa fra 20 e 100 kHz.

Il fatto che il tubo sia in stato decisamente oscillatorio, almeno negli intervalli in cui la

tensione ai capi di C non porta la griglia all'interdizione, comporta una notevolissima amplificazione.

Ciò significa che l'inviluppo di modulazione estratto dal circuito risulta di entità tale da mettere in evidenza, per questa particolare versione, una sensibilità paragonabile a quella di ricevitori molto più complessi.

Per contro la selettività è ancora assolutamente inadeguata; questo fatto, assieme a diverse altre considerazioni che per brevità sono qui omesse, sconsiglia, salvo casi eccezionali, l'uso di tale rivelatore.

A conclusione di tale esame appare quindi evidente che, con semplici mezzi di rivelazione, anche amplificata, non è possibile ottenerne apparati riceventi capaci di soddisfare alle esigenze di selezionare segnali che possono essere di qualche frazione di μV, o che possono distare fra loro pochi kHz, o anche meno.

La supereterodina

È opportuno ricapitolare e mettere a punto le prestazioni che un ricevitore deve fornire, e che abbiamo visto non essere possedute dalle versioni precedenti.

Innanzi tutto è necessario che il ricevitore sia in grado di scegliere i vari segnali, presenti entro una certa banda di frequenze, uno per volta, passando dall'uno all'altro con semplici manovre.

Si tratta in altre parole di *sintonizzare* il ricevitore, di accordare cioè la frequenza di risonanza di uno o più circuiti LC su quella delle portanti che risulta modulata dai segnali che volta a volta si vogliono ricevere.

A questo punto è opportuno ricordare quanto visto trattando della modulazione di ampiezza, e cioè che l'onda modulata occupa una certa banda di frequenze simmetricamente scalate attorno alla portante, e che tale banda è di ampiezza pari al doppio della più alta frequenza che costituisce il segnale modulante.

Prima conseguenza di questo è che, se si vogliono evitare interferenze fra i prodotti della modulazione di due portanti adiacenti, occorre che la loro distanza (in frequenza) sia almeno uguale alla somma delle massime frequenze contenute nei due segnali modulanti.

Per esempio nel caso delle radiodiffusioni tale frequenza è limitata a 4500 Hz e le portanti adiacenti di stazioni (relativamente) vicine distano fra loro di circa 9 kHz (minimo).

Supponiamo ora, per fare un esempio numerico, che due portanti adiacenti, di circa 15 MHz, siano modulate con segnali che al massimo raggiungano la frequenza di 3000 Hz.

È necessario innanzi tutto che le due portanti distino fra loro non meno di 6 kHz.

Se il ricevitore ha caratteristiche di selettività tali per cui la sua banda passante superi i 6 kHz, esiste ovviamente il pericolo che esso, una volta sintonizzato su una frequenza, risponda anche per le frequenze costituenti le bande di modulazione delle onde adiacenti che eventualmente siano presenti.

Per essere quindi certi che ciò non avvenga è necessario che il Q risultante sia:

$$Q = \frac{15000}{6} = 2500$$

Tale valore (e l'esempio fatto non è certo il caso più drastico) è assolutamente al di fuori delle possibilità di un solo circuito accordato a tale frequenza, o comunque di un numero accettabile di questi circuiti accoppiati in uno qualsiasi dei modi già visti.

Infatti per ottenere tale grado di selettività occorrerebbe un numero di circuiti LC così elevato che i dispositivi necessari per consentire la ricerca rapida della frequenza desiderata, ossia per accordarli, dovrebbero essere così complicati meccanicamente e di così difficoltosa « messa in passo » da sconsigiarne addirittura il tentativo di progettazione.

Per altro amplificare segnali mediante circuiti accordabili su varie frequenze significa aver a che fare con fattori di perdita variabili, (appunto a seconda della frequenza), il che conduce a differenze di livello molto sensibili, senza contare che quando si lavora con frequenze elevate (sempre nel caso di necessità di forti amplificazioni) sono facili da verificarsi le condizioni per l'innesco di oscillazioni dovute ad accoppiamenti parassiti.

Questi fondamentali motivi, assieme a diversi altri pure importanti, hanno portato (per gradi successivi) all'adozione pressochè universale del circuito *supereterodina.*

Esso consiste essenzialmente nel convertire tutti i segnali ricevuti, opportunamente sintonizzati ed eventualmente pre-amplificati (in genere con un solo tubo), ad un valore sufficientemente basso di frequenza, fisso e ben definito, detto *media frequenza* (M.F.).

Quasi tutta la necessaria amplificazione può ora venire praticata a questa frequenza.

Con ciò si semplificano molti problemi; infatti, essendo la frequenza sufficientemen-

te bassa, gli accoppiamenti parassiti sono meglio dominabili e quindi diminuiscono i problemi di oscillazione; ed inoltre, fatto ancor più determinante, essendo la frequenza fissa, non ha più importanza il grave problema inerente alla variabilità dell'accordo di diversi circuiti contemporaneamente.

È possibile ottenere tale funzionamento realizzando il generatore di segnale locale, che eroga sul tubo convertitore, mediante un oscillatore scelto fra i tipi già esaminati.

Poichè come si è detto, il valore di M.F. è fissa, mentre invece le frequenze a cui il ricevitore va sintonizzato sono diverse e variabili entro una certa gamma, questo oscillatore dovrà essere accordabile su una gamma continua di frequenze, di valore tale che la differenza fra la frequenza ricevuta e quella generata localmente sia costantemente uguale al valore di M.F.

Per far ciò l'accordo dello stadio amplificatore all'ingresso del ricevitore e quello dell'oscillatore locale devono avvenire di pari passo; esiste cioè un accoppiamento meccanico fra gli elementi variabili dei circuiti risonanti che li mantiene accordati a due frequenze che differiscono fra di loro del valore di M.F.

In genere questo elemento sintonizzante è costituito da un condensatore variabile, a due (o più) sezioni applicate al medesimo albero, o in taluni casi (molto più rari) da induttori la cui induttanza viene variata contemporaneamente introducendo più o meno nel loro interno un nucleo di materiale magnetico opportuno.

Con tali accorgimenti all'uscita del convertitore si potrà collegare un amplificatore a frequenza fissa corrispondente ovviamente al prestabilito valore di M.F.

Tale complesso amplificatore è in genere costituito da due o tre stadi, cui fa seguito un convenzionale rivelatore a diodo, le cui prestazioni sono esse pure sensibilmente migliorate dal fatto di lavorare a frequenza fissa e non troppo alta.

Segue infine un opportuno amplificatore di B.F.

In definitiva lo schema a blocchi di un convenzionale ricevitore a supereterodina sarà come quello di fig. 146.

Può comunque verificarsi, in base a particolari necessità di selettività od in conseguenza di frequenze da ricevere particolarmente alte, la necessità di operare più di una conversione di frequenza.

In tal caso l'operazione di sintonia è affidata ad un solo oscillatore e quindi l'altro (o gli altri), essendo ad accordo fisso, possono essere realizzati a quarzo, onde ottenere più elevate stabilità di frequenza.

Circuiti complementari

Si è detto che un ricevitore deve essere in grado di riprodurre (dopo averli selezionati) segnali anche molto deboli (ordine dei μV); è però altrettanto vero che al ricevitore possono giungere pure segnali molto forti (ordine delle decine di mV).

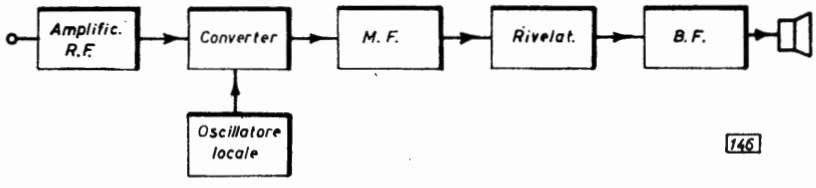
Fra questi due casi estremi esiste quindi una differenza di livello di almeno 10.000 volte e anche oltre.

La prima conseguenza è che, all'uscita del ricevitore, si ritrovano segnali la cui differenza di intensità, espressa in unità più direttamente legate alle sensazioni sonore, potrà essere di 40 ÷ 50 dB almeno, a seconda che si passi da un segnale all'altro.

In secondo luogo, dovendo essere l'amplificazione totale del ricevitore tale che si possano riprodurre con sufficiente intensità anche i segnali più deboli, quando all'ingresso si presenta un segnale molto forte l'elevata amplificazione porta tale segnale a livelli eccessivamente alti, o comunque largamente incompatibili con la linearità degli ultimi stadi.

Ciò conduce alla deformazione dei segnali, con la conseguente nascita di armoniche che possono interferire con gli altri segnali più deboli, ed inoltre con conseguente alterazione dell'informazione audio riprodotta.

Tale ultima deformazione provoca un deterioramento, più o meno sensibile, sul segnale modulante restituito dagli amplificatori presenti.



146

Fig. 146 - Schema a blocchi di un convenzionale ricevitore a supereterodina.

A tale fenomeno è dato il nome di *distorsione.*

Per ovviare a questa somma di inconvenienti occorre variare l'amplificazione degli stadi di M.F. e di R.F., in modo che essa sia massima quando si ricevono segnali deboli, e man mano diminuisca con l'aumentare dell'intensità dei segnali stessi.

Si tratta quindi di far sì che il segnale disponibile all'uscita, già di livello sufficientemente elevato per percepire i segnali più deboli, rimanga pressochè invariato, o comunque cresca in modo molto ridotto, quando all'ingresso si abbiano segnali molto forti.

Una regolazione di questo genere è ottenibile variando opportunamente la polarizzazione dei tubi amplificatori (normalmente sono usati i tipi a pendenza variabile) tramite una parte del segnale applicato al rivelatore, opportunamente manipolata.

Tale segnale infatti, raddrizzato e filtrato mediante un gruppo RC ad elevata costante di tempo, dà luogo ad una tensione continua di segno opportuno e cioè negativa, che lo diventa sempre di più man mano che l'entità del segnale ricevuto aumenta.

Questa tensione, inviata alle griglie dei tubi, provoca allora corrispondenti diminuzioni di amplificazione in modo del tutto automatico, cioè ad un assestamento automatico del livello del segnale in uscita.

Tale meccanismo, nonchè il circuito che ne determina l'azione è chiamato *controllo automatico di sensibilità*, oppure (meno appropriato) *controllo automatico di volume*, da cui la abbreviazione *C.A.V.* che normalmente lo contraddistingue.

Problemi nei ricevitori

La struttura più intima di qualunque materiale è sede di movimenti elettronici di diversa entità; la conseguenza, che qui interessa esaminare, di questo moto disordinato di cariche elettriche elementari, è rappresentata da un certo livello di *rumore*, che può essere o meno trascurabile, ma che si ritrova comunque fra due distinti punti qualunque del materiale considerato.

In particolare quindi un conduttore, anche avente bassissima resistenza interna, in particolare se percorso da un flusso regolare di elettroni, cioè da una corrente elettrica, fornisce ai suoi capi una certa « tensione di rumore ».

Dato il carattere aleatorio (resistenza generica offerta al movimento elettronico) del fenomeno, tale rumore deriva dal contributo di infinite frequenze componenti, aventi valore ed ampiezza continuamente variabili.

Passando ad esaminare un tubo elettronico, si potranno trovare, a causa della sua struttura e del suo funzionamento, svariate cause che producono tale rumore ad un livello non sempre trascurabile.

Pur non potendo molto addentrarci nel meccanismo di produzione di siffatti rumori, accenniamo brevemente alle cause più importanti di essi, che qui di seguito vengono esaminate.

1°) L'emissione elettronica da parte del catodo non avviene in modo rigorosamente costante e regolare per tutti i punti della superficie e per tutti gli intervalli di tempo considerati; tutto avviene come se il fascio elettronico fosse modulato dalla suddetta tensione di rumore.

2°) La ripartizione della corrente catodica fra le varie griglie eventualmente presenti non avviene in modo costante e rigoroso.

3°) Gli elettroni colpiscono gli elettrodi a velocità elevata e non rigorosamente costante; ciò vale in particolare per la placca.

I diversi comportamenti ora elencati (assieme ad altri fenomeni meno importanti ma non trascurabili) fanno sì che all'elettrodo di uscita del tubo sia presente una tensione di rumore che spesso, per l'amplificazione fornita dal tubo stesso, è di entità notevole.

Tale tensione è comunque variabile da tubo a tubo.

Infatti, in primo luogo, per quanto sopra detto essa è proporzionale al numero delle griglie (e quindi un pentodo è più rumoroso di un triodo).

Essa è inoltre inversamente proporzionale alla transconduttanza del tubo; ad esempio un tubo convertitore che, per le sue caratteristiche di funzionamento, ha una pendenza sensibilmente inferiore a quella che possiede quando lavora come amplificatore, è molto più rumoroso dell'amplificatore stesso.

Infine se un tubo lavora a frequenze molto alte, i suoi parametri subiscono, in genere, sensibili peggioramenti, che si ripercuotono anche come aumento del rumore rispetto a quello generato a frequenze più basse.

Ad ogni modo il rumore complessivo, risultante dai singoli contributi parziali, viene riprodotto, all'uscita di ogni ricevitore, come un soffio il quale può ovviamente anche mascherare i segnali utili più deboli, aventi cioè

livelli dell'ordine di grandezza della tensione di rumore.

In ultima analisi il rumore è l'elemento determinante che definisce e limita la sensibilità di ogni ricevitore.

Se per esempio si ha a che fare con amplificatori funzionanti a frequenze molto elevate (VHF e UHF), verranno usati prevalentemente dei triodi.

Inoltre poichè, come è stato detto, i tubi convertitori introducono un livello di rumore sensibile, occorrerà apportare, ai segnali da applicare a tali circuiti, una opportuna amplificazione (in quanto in questa utilizzazione il rumore dei tubi è molto inferiore), altrimenti la sensibilità potrebbe essere molto compromessa.

Infine si rende evidente un ulteriore vantaggio della supereterodina, consistente nel fatto che la maggior parte dell'amplificazione viene effettuata a frequenze non troppo elevate (M.F.), alle quali, il comportamento dei tubi, dal punto di vista del rumore, è migliore che alle alte frequenze.

Occorre ovviamente considerare come, man mano che il segnale procede nel suo cammino entro il ricevitore, esso viene sempre più amplificato, e quindi il soffio provocato dagli stadi successivi diventa via via meno importante e addirittura trascurabile.

Esaminiamo ora un secondo inconveniente della supereterodina, localizzato (contrariamente al rumore) su frequenze ben precise.

Sappiamo, dalla trattazione dei tubi usati come convertitori, che la M.F. risulta dalla differenza (battimento) fra le due frequenze presenti in circuito, quella ricevuta (F_p) e quella generata localmente (F_0).

In pratica è indifferente quale di queste due debba essere la maggiore, ma supponiamo qui, come spesso avviene, che quella dell'oscillatore sia la più alta.

In tal caso, quando l'apparecchio è sintonizzato sulla frequenza F_p, l'oscillatore eroga una frequenza F_0 data da:

$$F_0 = F_p + F_u$$

dove F_u è il valore stabilito per la M.F.

Vediamo cosa accade se, restando inalterato l'accordo del ricevitore su F_p, fosse presente all'ingresso del convertitore anche un segnale di frequenza $F_p + 2F_u$.

Esso, pure se di livello inferiore, battendo con la F_0 darebbe luogo ad una frequenza (da notare che ora il nuovo segnale è a frequenza più alta dell'oscillatore) di valore:

$$F = F_p + 2F_u - F_0$$

Sostituendo il valore di F_0 sopra dato, sarà:

$$F = F_p + 2F_u - F_p - F = F_u$$

Quindi in M.F., oltre al segnale portato da F_p, si avrà contemporaneamente anche quello portato da $F_p + 2F_u$ (pure se più debole).

Tale circostanza in pratica si verifica se la larghezza di banda della parte di circuito che precede il convertitore è tale da contenere (o da non attenuare sufficientemente) anche il segnale a frequenza $F_p + 2F_u$, quando sia sintonizzato sulla F_p.

Si dice in tal caso che il convertitore restituisce anche la *frequenza immagine* (F_p + 2 M.F.) di quella di sintonizzazione.

Un analogo ragionamento dimostrerebbe che la stessa cosa avviene quando la frequenza dell'oscillatore locale fosse più bassa di quella ricevuta; in tal caso la frequenza immagine sarebbe $F_p - 2$ M.F.

Il fenomeno della frequenza immagine si manifesta, con aspetto diverso, anche quando si sintonizzi il ricevitore sulla frequenza $F_p + 2F_u$ (oppure $F_p - 2F_u$); in tal caso sempre se la selettività d'ingresso al convertitore è scarsa, si ha di nuovo la ricezione (sia pure attenuata) del segnale F_p, che quindi viene ricevuta in due distinte posizioni di sintonia (la distanza è cioè pari al doppio del valore di M.F.).

Questi fenomeni suggeriscono allora due tipi di provvedimenti; il primo consiste ovviamente nell'accentuare la selettività dei circuiti che precedono il convertitore, selettività che tuttavia non può essere spinta oltre i limiti imposti dal Q dei circuiti; il secondo invece consiste in una oculata scelta del valore di M.F. in guisa tale che le frequenze immagine cadano sufficientemente lontane dalla frequenza da ricevere.

In pratica quindi, dovendo anche tener conto delle altre considerazioni fatte sul valore della M.F., la sua scelta sarà il risultato di un opportuno compromesso, che dovrà tendere a sfruttare in pieno tutti i notevoli vantaggi del sistema a supereterodina, attenuandone contemporaneamente il più possibile gli inconvenienti ora descritti.

Se le frequenze da ricevere sono piuttosto elevate si ricorre, in considerazione di quanto finora detto, anche alla doppia o tripla conversione, così da abbassare gradualmente la frequenza di lavoro, onde ottenere volta per volta la richiesta attenuazione dei segnali fuori banda.

APPARATI PER RADIOTELEGRAFIA

Esaminata la composizione generale degli apparati riceventi e trasmittenti generici, se ne chiarirà ora la realizzazione, a seconda del sistema di telecomunicazioni per il quale l'impianto è realizzato, iniziando la trattazione con la radiotelegrafia.

Occorre subito precisare che il sistema più usato di trasmissione telegrafica consiste nell'inviare la portante solo per quei brevi istanti previsti dal codice Morse, e detti comunemente punti e linee.

Si effettua così sulla portante una semplice modulazione per interruzione, e ciò è ottenuto mediante un cosiddetto *tasto telegrafico.*

Esso realizza il tipo più elementare di modulatore, ed è sostanzialmente costituito da due contatti che, tramite una levetta opportunamente comandata, aprono o chiudono il circuito del quale fanno parte, in modo da consentire o meno la emissione della portante.

Il trasmettitore

Tenendo presenti le precedenti nozioni sui singoli circuiti applicativi dei tubi elettronici, nonchè le informazioni generali date sull'argomento, si può ora affrontare lo studio e l'esame di uno schema abbastanza classico di trasmettitore, quale è quello rappresentato nella fig. 147.

L'oscillatore scelto è del tipo Hartley.

Esso dovrà essere caratterizzato da una elevatissima stabilità di frequenza; per questo il tubo è alimentato separatamente (punto *a*) onde evitare che le variazioni di assorbimento che il funzionamento degli altri tubi può determinare, vengano a riflettersi sull'oscillatore come variazioni di tensione anodica, provocandone sbandamenti di frequenza.

Il secondo tubo ha lo scopo di elevare eventualmente il livello di potenza per poter pilotare opportunamente lo stadio finale, e nello stesso tempo serve a separare da questo l'oscillatore, sempre per garantire maggiore stabilità.

L'anodo di questo tubo e la griglia schermo del finale possono essere alimentati dalla stessa tensione, di valore in genere non troppo elevato, ma comunque intermedio fra quello di *a* e quello di *c.*

La manipolazione telegrafica viene effettuata interrompendo la tensione di griglia schermo del tubo finale mediante il tasto T.

Infatti è stato detto a suo tempo che nei tetrodi e pentodi la corrente anodica (a parità di tensione di griglia controllo) è quasi unicamente legata alla tensione di griglia schermo.

Portando a zero tale tensione (cioè interrompendo il circuito di alimentazione) e ripristinandola alternativamente, per intervalli ben precisi e regolati, si ottiene l'emissione della portante solamente negli intervalli corrispondenti ai segni dell'alfabeto Morse; la portante risulta invece annullata nei relativi interspazi.

Spesso sul circuito di manipolazione vanno inseriti opportuni filtri per evitare quei particolari rumori che sempre nascono dalla brusca interruzione di una corrente.

Gli stadi fin qui esaminati sono accordati in placca mediante un circuito LC parallelo, ed accoppiati alla griglia seguente attraverso un secondario.

Il tubo finale è invece accordato mediante un filtro a π che svolge contemporaneamente l'operazione di accordo (tramite C_1) e di accoppiamento (tramite C_2).

Questo tipo di circuito è molto spesso usato sia per la sua semplicità di operazione che per la contemporanea azione di filtraggio sulle armoniche più elevate.

La necessità dell'accoppiatore d'uscita de-

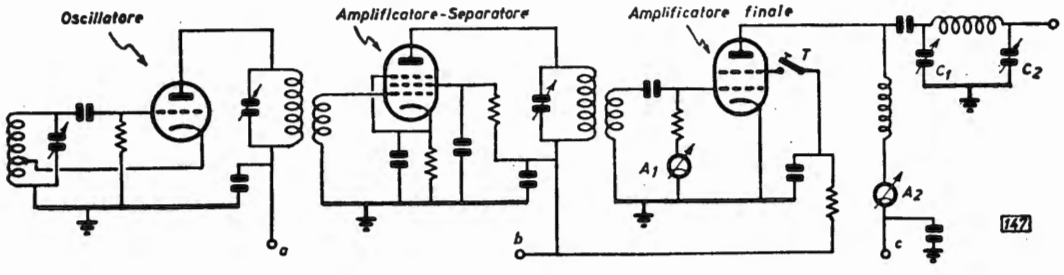


Fig.147 - Trasmettitore telegrafico tipico.

riva dal fatto che l'impedenza del carico (antenna) è sempre molto diversa (più bassa) dell'impedenza d'uscita dello stadio finale.

Stante la presenza del filtro a π, la placca del tubo viene alimentata attraverso un'opportuna induttanza (dal punto *c*) ad una tensione che in genere è piuttosto elevata.

Nel caso ora esaminato si è previsto di lavorare entro una gamma di frequenze piuttosto ristretta.

Nell'evenienza che gli stadi debbano essere facilmente e rapidamente accordati su diverse gamme di frequenza (non troppo vicine), il problema viene risolto, sia per praticità che per garanzia di buoni risultati, prevedendo un apposito gruppo LC (o almeno la sola L) commutabile per ognuna delle gamme previste.

Gli strumenti A1 e A2 servono a controllare le condizioni di lavoro del tubo, a verificare cioè che le operazioni di messa a punto e di accordo dei vari stadi portino lo stesso a funzionare secondo le previste caratteristiche.

Naturalmente, a seconda delle particolari frequenze di lavoro o potenze richieste, altri stadi possono essere inseriti in circuito, ed in particolare prima dello stadio finale, se si tratta di moltiplicatori di frequenza, dopo esso, se si tratta di amplificatori di potenza per livelli più elevati.

In ogni caso il tubo finale lavorerà quasi sempre in classe C, gli eventuali moltiplicatori in B o in C, l'oscillatore e gli amplificatori in una qualunque delle tre classi a seconda dei casi.

L'alimentatore, seppure a più sezioni, sarà uno dei tipi già visti, salvo che, per l'alimentazione del punto a (oscillatore) potranno essere inseriti particolari circuiti stabilizzatori della tensione.

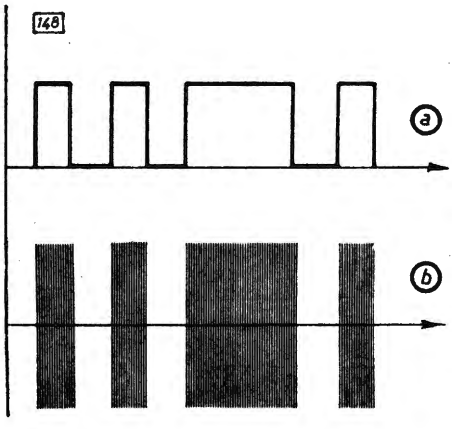


Fig. 148
a) Modulante di codice Morse
b) Portante modulata

Il ricevitore

Il segnale telegrafico è dunque costituito dalla semplice interruzione od emissione della portante al ritmo del codice Morse.

Esaminando più da vicino tale procedimento risulta subito chiaro che, come mostra la fig. 148, la manipolazione Morse in sostanza consiste in una modulazione al 100 % di una onda R.F. da parte di una modulante a profilo rettangolare.

Se si tien conto del fatto che la frequenza fondamentale del profilo a), cioè del segnale telegrafico modulante, è molto bassa (generalmente pochi Hz) e che le sue armoniche sono rapidamente decrescenti (e che quindi, salvo le più basse, si possono tranquillamente trascurare), se ne deduce che la larghezza di banda risultante da questa modulazione è alquanto ristretta; essa infatti è ampiamente compresa entro 50 Hz sopra e 50 Hz sotto la portante.

In conseguenza di ciò il ricevitore può essere dotato di una selettività oltremodo spinta; in ogni caso non saranno considerazioni sulle deformazioni imposte al segnale a limitarne la selettività.

La conformazione tipica di un ricevitore di tal genere potrebbe essere quella della fig. 149.

Subito all'ingresso è inserito un amplificatore T1 che ha il compito di elevare il segnale presentato al convertitore ad un livello tale che il rumore generato dallo stesso risulti di entità trascurabile.

La presenza di due circuiti accordati alla frequenza da ricevere contribuisce decisamente ad attenuare le conseguenze della frequenza immagine.

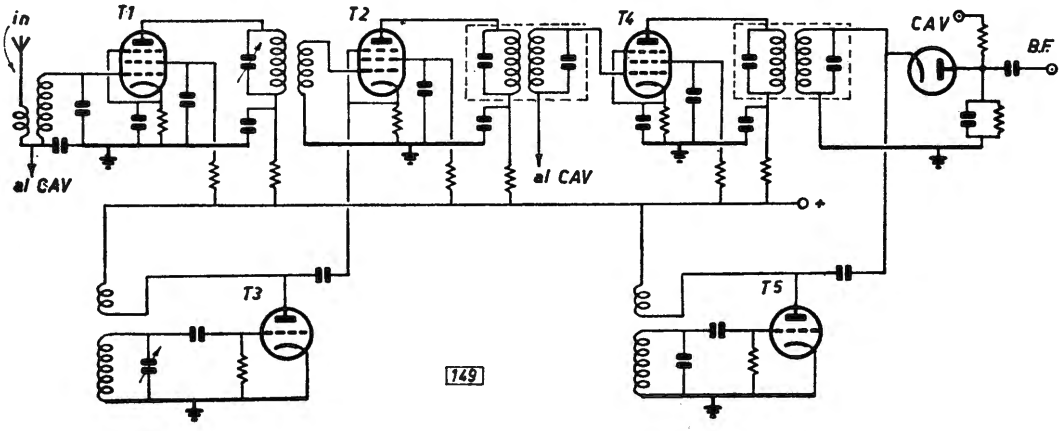
Gli elementi sintonizzanti di questi, e cioè C_1 e C_2, sono meccanicamente accoppiati fra di loro e con C_3, che è l'elemento variabile dell'oscillatore di conversione.

Il compito di generare in loco la frequenza da iniettare su T2, onde ottenere la conversione del segnale R.F. entrante in segnale a M.F., è affidato al tubo T3 montato, in questo esempio, in circuito di oscillatore tipo Meissner.

Il segnale viene iniettato da T3, attraverso un opportuno condensatore C_4, che può anche fungere da elemento dosatore dell'accoppiamento, al catodo del pentodo convertitore.

La placca di questo è accordata al valore fisso di frequenza che caratterizza la M.F.

Fig. 149 - Tipico ricevitore telegrafico.



In figura è rappresentato, per semplicità, un solo stadio amplificatore (T4) ma in genere ve ne sono due e talvolta anche tre.

L'elemento di accordo e di accoppiamento è costituito da un trasformatore (a doppio accordo) che in genere è contenuto in un involucro metallico che funge da schermo e ne evita gli accoppiamenti con gli altri circuiti risonanti.

La demodulazione, dato il tipo particolare di modulazione, va realizzata in modo diverso da quanto a suo tempo visto.

Infatti il procedimento normale di demodulazione darebbe origine, all'uscita del rivelatore, ad un segnale che, pur conservando le fondamentali caratteristiche di quello di partenza, riproducendone cioè più o meno fedelmente (data la bassissima frequenza) il profilo di fig. 148 a), non sarebbe di alcuna utilità.

Innanzi tutto nessuno dei normali trasduttori elettroacustici potrebbe fedelmente riprodurre tale andamento; ma inoltre, se anche la riproduzione fosse possibile, essa non avrebbe alcun significato per l'orecchio del telegrafista, trattandosi di frequenze inferiori al limite dell'udibile.

Quindi per individuare esattamente la durata degli intervalli significativi della modulazione, che in sostanza sono quelli durante i quali il tasto è abbassato, distinguendoli da quelli di silenzio a loro intercalati, durante i quali il tasto è alzato, è necessario un artificio che ne consenta il rilevamento acustico.

Questo si ottiene facendo battere la portante in arrivo, ormai convertita ad M.F., con una frequenza generata localmente da un secondo oscillatore (T5).

Il valore di tale frequenza dovrà differire da quello della M.F. di diverse centinaia di Hz, in modo che il prodotto di questo battimento, che in sostanza è una conversione, risulti a frequenza chiaramente udibile.

Tale oscillatore è spesso contraddistinto dalla sigla BFO.

Dal rivelatore viene inoltre prelevata la tensione continua, che, opportunamente filtrata, è poi inviata alle griglie dei tubi amplificatori, per ottenerne la regolazione automatica del guadagno, cioè la cosiddetta azione di C.A.V.

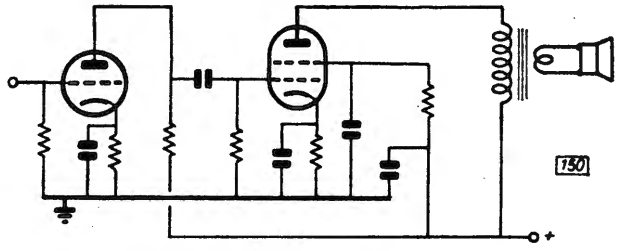


Fig. 150 - Amplificatore di audiofrequenza.

Il segnale ad audiofrequenza ottenuto all'uscita del rivelatore sarà in genere applicato ad un amplificatore di B.F., che può essere realizzato secondo lo schema convenzionale di fig. 150.

In esso il primo tubo funge da preamplificatore onde elevare il segnale a livello sufficiente per pilotare il secondo tubo, che è l'amplificatore di potenza; all'uscita sarà applicato un altoparlante oppure un auricolare telefonico.

Anche per gli oscillatori qui usati occorre sottolineare la necessità di una buona stabilità di frequenza.

APPARATI PER RADIOTELEFONIA

Tale sistema di telecomunicazioni rende necessario apportare qualche modifica od aggiunta alle soluzione presentate nel precedente capitolo, ma l'impostazione generale delle stesse non viene a mutare.

Il trasmettitore

La differenza sostanziale che un complesso trasmittente in fonia presenta rispetto ad un trasmettitore telegrafico consiste nella presenza di un amplificatore di modulazione.

Supponendo di adottare il tipo di modulazione più diffuso, quello cioè sulla placca e sulla griglia-schermo, un amplificatore di tale tipo può essere quello schematizzato in figura 151.

La potenza che tale amplificatore (normalmente ed impropriamente chiamato modulatore) deve erogare, onde raggiungere il 100% di modulazione, è strettamente legata alla potenza del trasmettitore; essa infatti ne deve essere almeno il 50%.

Ne consegue che la sua realizzazione, cioè il numero di stadi e le tensioni di alimentazione richieste, nonchè le classi di lavoro dei tubi finali, dipendono dalle caratteristiche del trasmettitore stesso.

Nel nostro caso la voce dell'operatore viene tradotta, dal microfono, in un segnale elettrico che è applicato alla griglia del primo tubo amplificatore; il segnale così amplificato viene avviato al secondo tubo che funge da amplificatore e da invertitore di fase mediante il trasformatore « pilota » T P.

Il circuito finale di potenza è realizzato in controfase, e sfrutta il trasformatore di modulazione TM per applicare, alla placca ed alla griglia-schermo del tubo finale del trasmettitore, la tensione opportunamente modulata.

In genere la tensione dei primi stadi è relativamente modesta ed è per questo che in figura essi sono alimentati in comune al punto *a*, separato dall'alimentazione dello stadio finale.

Molto spesso gli stadi finali del trasmettitore e dell'amplificatore di modulazione lavorano con la medesima tensione anodica, e possono quindi essere alimentati dalla stessa sorgente.

Poichè però il finale dell'amplificatore B.F. lavora in classe AB o B, cioè con corrente anodica molto variabile, ciò non deve provocare sensibili variazioni sulla tensione di alimentazione.

Sempre a motivo della classe di lavoro abituale, la polarizzazione è effettuata mediante una terza sezione dell'alimentatore, che fornisce il negativo necessario al punto *b*.

Le griglie-schermo dei tubi finali possono venir alimentate dalla stessa tensione dei primi stadi, i quali lavorano rigorosamente in classe A.

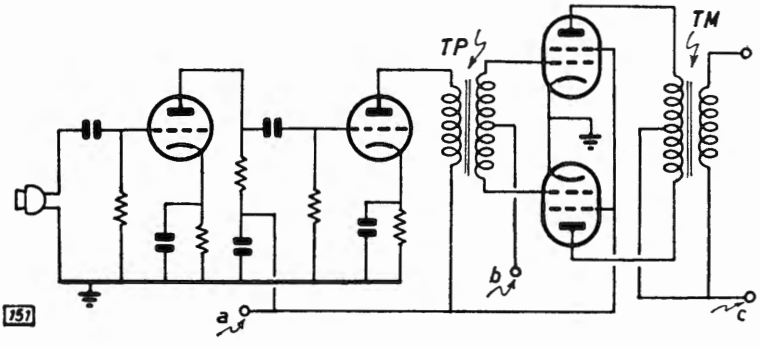


Fig. 151 - Amplificatore per modulazione di placca e griglia-schermo.

Il ricevitore

Lo schema di fig. 147, salvo pochissime modifiche, è perfettamente atto a ricevere e riprodurre emissioni radiofoniche modulate in ampiezza.

In tale schema va eliminato il secondo oscillatore, e cioè quello che permetteva la rivelazione per battimento.

Il rivelatore previsto nello schema in parola è perfettamente idoneo nel caso di modulazione fonica.

Altra considerazione da fare è che gli stadi di M.F., o per meglio dire i circuiti accordati ivi presenti, devono possedere buone doti di selettività, intesa però nel senso che la larghezza di banda deve essere tale da permettere il passaggio di tutta quella gamma di frequenze che in particolare sono necessarie per un'ottima intelligibilità della parola, e possibilmente nulla più, con un taglio più netto possibile.

Tale larghezza di banda si aggira, come già detto, sui 5000 ÷ 6000 Hz.

APPARECCHIATURE PER BANDA LATERALE UNICA

Le precedenti considerazioni sulla emissione e ricezione radiotelefonica si riferiscono, come risulta dal contesto, alla modulazione d'ampiezza convenzionale, quella cioè il cui meccanismo è stato a suo tempo esaminato.

Esiste però un sistema di trasmissione più perfezionato ed efficace che permette, mediante una serie di particolari elaborazioni sui segnali in circuito, di utilizzare molto più soddisfacentemente le prerogative del precedente sistema.

Ritorniamo brevemente su quanto detto a proposito della modulazione d'ampiezza, ricordando che il segnale corrispondente ad un'onda modulata consiste in una frequenza portante e in due bande laterali, identiche e simmetriche rispetto alla portante.

Ognuna di tali bande laterali contiene intrinsecamente tutta l'informazione che costituisce il segnale modulante.

Da ciò si deduce che, per la riproduzione del segnale stesso, è perfettamente sufficiente operare su una sola di esse, data l'identità.

Occorre inoltre tener presente che la ripartizione della potenza sull'onda modulata avviene a questo modo: per un trasmettitore da 100 W, modulato al 100 %, il che comporta la immissione di altri 50 W di B.F., 100 W sono affidati alla portante e 25 W ad ognuna delle due bande laterali.

Cosicchè, di tutta la potenza in gioco (portante e modulante) pari a 150 W, quella effettivamente utile consiste nei 25 W di una qualunque delle due bande laterali.

Ne consegue, oltre all'inutile dispendio di potenza, che il tubo finale modulato deve essere dimensionato per potenze sensibilmente più elevate di quella effettivamente necessaria.

Se allora fosse possibile non trasmettere lo spettro completo dell'onda, bensì solo una banda laterale, a parità di potenza consumata il tubo potrebbe irradiare un segnale effettivamente utile 4 volte maggiore (ciò almeno in teoria), ed inoltre, in tal modo, il canale occupato sarebbe di larghezza pari a quella della sola banda audio, e non più doppia.

Un notevole vantaggio sarebbe dunque quello di consentire, su una data gamma, l'allocazione di canali più vicini e quindi più numerosi.

Tutto ciò è in effetti possibile con le tecniche e gli accorgimenti che esamineremo qui di seguito.

Essi tuttavia richiedono l'uso di circuiti piuttosto elaborati e comunque più complessi dei precedenti, al punto che tale loro complessità può spesso determinare, se non altro per motivi economici, la scelta della modulazione classica.

In ogni modo quanto sopra indicato si realizza mediante il cosiddetto sistema a *banda laterale unica*, detta anche S.S.B. (dall'inglese Single - Side - Band).

Per contro il segnale costituito da ambedue le bande laterali viene indicato con D.S.B. (Double - Side - Band).

CIRCUITI PER LA TRASMISSIONE S.S.B.

Gli elementi per cui un segnale in S.S.B. differisce (per i vantaggiosi motivi ora esposti) da un segnale in A.M. convenzionale sono: l'assenza (o meglio la notevole attenuazione) della portante, e quella di una delle due bande laterali. Il primo problema, e cioè l'eliminazione della portante, si risolve all'atto della modulazione.

Naturalmente il tipo di modulatore usato sarà sensibilmente diverso da quelli già visti a suo tempo.

Modulatore bilanciato

Tale tipo di modulatore è rappresentato in fig. 152.

Questa versione è scelta a titolo di esempio chiarificatore; in effetti possono essere usate (e lo sono) altre soluzioni.

La disposizione circuitale, nella quale appaiono due tubi montati in opposizione, fa sì che la radiofrequenza, essendo presente contemporaneamente ed in fase sulle due griglie, venga eliminata all'uscita del trasformatore, i cui due semiprimari fanno parte dei circuiti anodici, che invece sono in controfase per la R.F.

Per contro il segnale B.F. si presenta sulle griglie medesime in opposizione di fase e quindi gli effetti delle due modulanti producono nel circuito R.F. d'uscita la presenza di entrambe le bande di modulazione (e per contro l'assenza della portante).

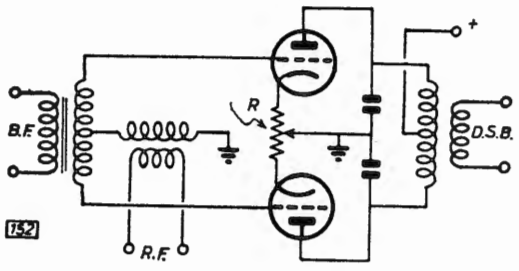
In effetti con il circuito di cui sopra la portante non viene completamente eliminata ma solo fortemente (e comunque sufficientemente) attenuata.

Il potenziometro R serve a perfezionare il bilanciamento, e quindi l'attenuazione prodotta.

Sono stati recentemente realizzati tubi a fascio particolari che consentono migliori attenuazioni di portante; inoltre svariate elaborazioni si possono attuare sempre con tubi convenzionali.

Una versione semplificata, ma non per questo meno efficace, di tale modulatore si può ottenere usando diodi.

Fig. 152 - Modulatore bilanciato.



ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

Scopi dell'Associazione sono:

a) Riunire a scopi scientifici e culturali, prescindendo da qualunque questione di carattere commerciale od industriale, i radianti, i radiodilettanti, i radiotecnici, gli studiosi della radio.

b) Dare incremento agli studi scientifici specie in campo radiantistico promuovendo esperimenti e prove.

c) Costituire organo di collegamento fra i Soci e la pubblica Amministrazione, in particolare per ciò che concerne la disciplina dell'attività radiantistica.

d) Tutelare gli interessi dei Soci nei riguardi di Enti similari ed assisterli nei confronti della Pubblica Amministrazione.

e) Mantenere relazioni con analoghe Associazioni Estere e specialmente con la I.A. R.U. (International Amateur Radio Union) della quale la ARI è filiazione per l'Italia.

f) Costituire un Centro di informazioni tecniche a disposizione dei propri Soci.

g) Distribuire ai Soci l'Organo Ufficiale dell'Associazione.

A. R. I.

Ente Morale

Segreteria Generale:

Via D. Scarlatti, 31 - 20124 MILANO

Filtri elimina-banda (a quarzo)

All'uscita del modulatore è ora disponibile un segnale costituito dalle due bande laterali simmetriche e identiche; la successiva operazione da effettuarsi consiste nell'eliminazione (o, più propriamente, nella decisa attenuazione) di una di esse.

Ciò naturalmente si può ottenere inserendo un opportuno circuito selettivo, che risulti accordato sulla banda laterale da conservare, e che invece non fornisca percettibilmente alcuna risposta sull'altra banda.

Poichè però queste due bande distano fra loro poche centinaia di Hz (ed esattamente il doppio della più bassa frequenza di modulazione), la loro separazione richiede filtri le cui caratteristiche, piuttosto severe, non sono facilmente ottenibili dai circuiti accordati convenzionali a suo tempo esaminati.

Larghezze di banda passante di 3 kHz (tanti ora bastano per la semplice gamma acustica) a svariati MHz di frequenza centrale, con attenuazione di migliaia di volte a 2 o 3 kHz di distanza si possono ottenere con una certa facilità solamente da circuiti accordati aventi Q elevatissimi, quali abbiamo appunto visto essere ottenibili con l'uso dei cristalli di quarzo.

Collegando quindi 2, 4 o anche 6 quarzi, aventi frequenza opportunamente distribuita attorno alla frequenza centrale della banda passante, nei modi indicati dalle figg. 153 e 154, si ottengono curve di selettività volta a volta più ristrette e di forma quasi rettangolare.

Da tali figure si possono notare le differenze di risposta di due fra i possibili tipi di filtro, detti rispettivamente a mezzo traliccio ed a traliccio intero.

Le frequenze di X_1 e X_2 sono simmetriche rispetto ad F_c (frequenza centrale del filtro), e distano di 1,5 ÷ 2 kHz circa.

È evidente che, in ogni caso, i filtri così costituiti opereranno la soppressione di una delle due bande laterali solo a condizione che la loro frequenza centrale F_c disti da quella F_p della portante soppressa di circa mezza banda passante.

Nel dimensionare e realizzare i filtri a quarzo occorre prendere alcune precauzioni onde evitare che risposte spurie dei quarzi, ricadenti immediatamente fuori della banda passante, siano di entità tale da determinare interferenze con altri canali adiacenti.

Oltre ai filtri a quarzo sono divenuti di uso comune i *filtri meccanici.*

Essi si basano sul fenomeno della magnetostrizione, per la quale certi materiali, detti ferromagnetici (per esempio il nikel), posti in un campo magnetico, variano la propria lunghezza.

È possibile dimensionare una sbarretta, parzialmente immersa entro una bobina percorsa da R.F., in modo tale che il ritmo delle variazioni di lunghezza che essa in tal caso subisce coincida con la frequenza di risonanza meccanica; con questa cioè coinciderà la frequenza della corrente applicata alla bobina che costituisce il campo.

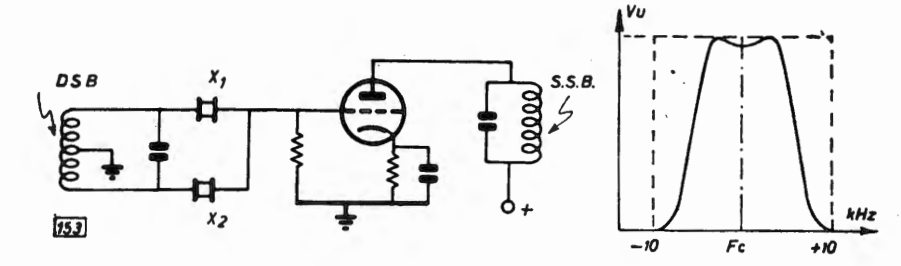


Fig. 153 - Filtro a mezzo traliccio

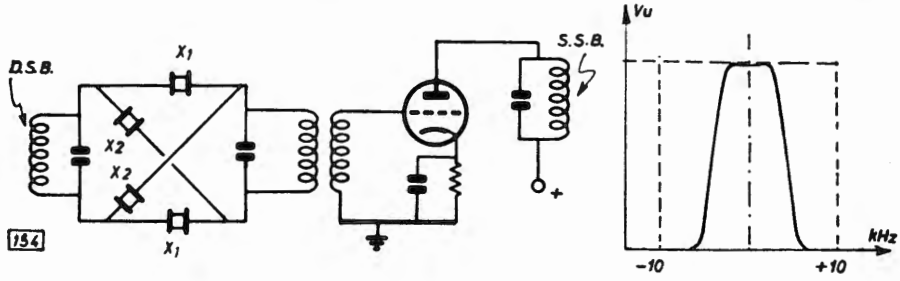


Fig. 154 - Filtro a traliccio intero.

In tali condizioni il Q del circuito accordato complessivo diventa elevatissimo; basta cioè spostarsi di poco dalla frequenza centrale perchè la risposta del circuito crolli notevolmente, poichè si attenua il fenomeno della risonanza.

Questo tipo di filtro viene normalmente realizzato per frequenze di centinaia di kHz, e fornisce ottime prestazioni; la sua limitazione consiste nella massima frequenza raggiungibile, che non è molto alta, sia per difficoltà costruttive che per le perdite dei materiali a frequenze elevate.

Schema a blocchi di trasmettitore S.S.B. (a filtro)

Sfruttando i principi ed i circuiti ora esaminati, cioè inserendoli in un complesso circuitale che comprenderà, a suo completamento, diversi degli stadi già esaminati, si giunge a realizzare un completo trasmettitore per S.S.B.; un tipico esempio ne è la fig. 155.

Il segnale di un oscillatore a quarzo (in genere a frequenza di qualche MHz) viene avviato al modulatore bilanciato, cui è pure collegato l'amplificatore di B.F.

Questo, di costituzione piuttosto modesta, è costituito di due o tre stadi amplificatori di tensione in classe A, in quanto è sufficiente un segnale di pochi Volt per ottenere un buon funzionamento dal modulatore.

Segue il filtro, che, come si è visto, ha lo scopo di eliminare una delle due bande laterali presenti all'uscita del modulatore.

Si adotta la soluzione di generare la portante mediante un oscillatore a frequenza fissa (e quindi quarzato per ragioni di stabilità) in quanto, a parte che il modulatore bilanciato assolve meglio il suo compito lavorando sempre su una sola frequenza, principalmente sussiste l'impossibilità di variare la frequenza di accordo del filtro, come invece si dovrebbe fare per coprire la gamma di frequenze di un eventuale oscillatore variabile.

Giunti a tal punto si è in possesso di un segnale in S.S.B., ma a frequenza fissa; inoltre esso è modulato, e quindi, qualora se ne vogliano ottenere segnali a frequenze diverse, è necessario ricorrere al sistema della conversione, in quanto, se si effettuassero moltiplicazioni di frequenza, queste opererebbero anche sul segnale utile, introducendo distorsioni notevolissime e comunque intollerabili.

Innanzi tutto è necessario, dal segnale a frequenza fissa ora disponibile, ottenerne uno la cui frequenza sia variabile entro la necessaria gamma di lavoro.

Per questo motivo subito dopo il filtro è inserito un primo convertitore; l'oscillatore locale ad esso applicato è a frequenza variabile entro la gamma prescritta.

Mediante la conversione tale variazione viene così trasferita al segnale a S.S.B.

Questo primo convertitore è spesso realizzato in versione bilanciata o con uscita in controfase, onde tenere bassi sia la distorsione che il livello di armoniche.

Infine, per portare il segnale così ottenuto sulle varie bande di lavoro, è necessario effettuare una seconda conversione di frequenza.

A ciò provvede appunto il secondo convertitore, e l'oscillatore locale ad esso collegato, dovendo essere a frequenza fissa (e magari commutabile per ognuna delle bande di lavoro) sarà a quarzo, per non compromettere la stabilità totale.

Dopo di ciò il segnale viene avviato ad un amplificatore pilota che lo porta a livello opportuno per pilotare l'amplificatore finale; ambedue gli amplificatori opereranno comunque in classe AB o B, saranno cioè lineari, in quanto, dovendo amplificare segnali già modulati, non devono apportarvi alcuna distorsione.

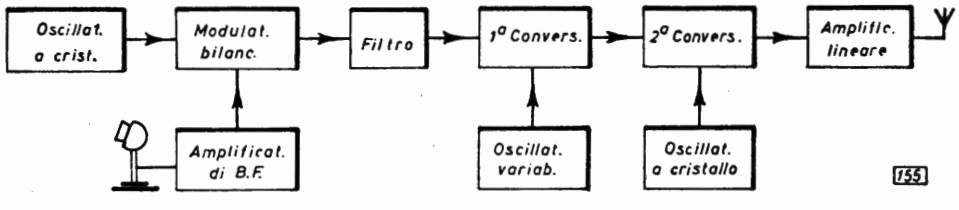


Fig. 155 - Schema a blocchi di trasmettitore S.S.B.

Trasmettitore S.S.B. a sfasamento

Oltre a quello ora visto, esiste un altro metodo per generare un'onda con portante soppressa e banda laterale unica, ed è il cosiddetto sistema *a sfasamento*, pure in uso fra i radioamatori anche se di preferenza viene adottato il sistema a filtro.

Lo schema a blocchi è riportato in fig. 156.

In questo sistema di generazione di segnali S.S.B. è necessario apportare, sia alla radio frequenza portante che al segnale audio modulante, delle ben determinate rotazioni di fase; per far ciò vengono impiegate particolari circuiti RCL, che sfruttano le note relazioni di fase apportate dalle induttanze e dalle capacità, onde ottenere i necessari valori di sfasamento su ben precise gamme di frequenza.

Dall'amplificatore B.F., che è dello stesso tipo di quello usato nell'altro sistema, il segnale passa ad un doppio sfasatore all'uscita del quale si ritrovano due segnali identici, ma costantemente sfasati di 90° fra di loro.

Pure la frequenza portante generata dall'oscillatore locale viene fatta passare attraverso un circuito sfasatore, all'uscita del quale sono disponibili due segnali R.F. identici, ma sfasati ancora di 90°.

Ai due modulatori bilanciati vengono così applicati due complessi di segnali (R.F. e B.F.) sfasati di 90°; ognuno di essi elimina la portante lasciando le due bande laterali.

Di queste, due saranno in fase fra di loro (90° — 90°) e due invece sfasate di 180° (90° + 90°); collegando in parallelo le due uscite dei modulatori, si otterrà l'esaltazione di una delle due bande (le due componenti in fase, che si sommano) e l'eliminazione dell'altra (le due componenti in opposizioine, che si elidono).

Si è così generato il desiderato segnale in SSB, che potrà ora essere convertito alle frequenze di lavoro richieste, e quindi amplificato al necessario livello di potenza.

È importante osservare che questo sistema consente, contrariamente al precedente, l'adozione, come generatore di portante, di un oscillatore a frequenza variabile entro la gamma da coprire; non c'è più infatti il filtro che obbliga all'uso di una frequenza fissa (la rete di sfasamento può offrire prestazioni soddisfacenti entro una certa gamma di frequenze, specie se limitata rispetto alla frequenza centrale).

Il sistema a sfasamento risulta più economico di quello a filtro, ma è anche più critico e meno sicuro.

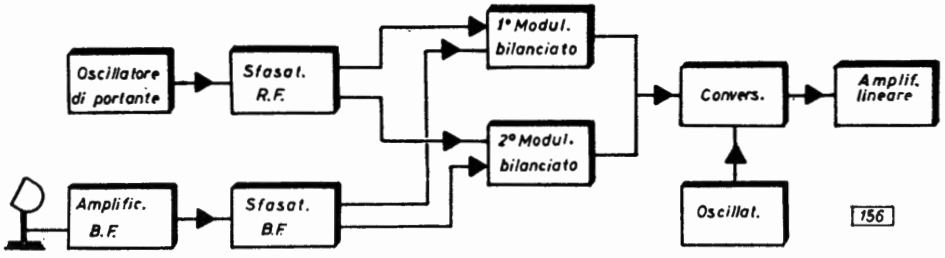


Fig. 156 - Trasmettitore S.S.B. a sfasamento.

CIRCUITI
PER LA RICEZIONE DELLA S.S.B.

Se si applica un segnale S.S.B. ad un ricevitore concepito per rivelare segnali normalmente modulati in ampiezza non si ottiene affatto l'informazione originaria.

Ci si può subito render conto di ciò col seguente esempio.

Consideriamo un segnale (di frequenza portante originaria pari a 1000 kHz) modulato in S.S.B. da una sola frequenza, pari a 1000 Hz.

Esso, per quanto si è detto, consta allora semplicemente di una solo frequenza, di 999 o 1001 kHz, a seconda che sia stata eliminata la banda laterale superiore o inferiore.

All'uscita di un rivelatore convenzionale questo segnale dà luogo ad una tensione continua (si tratta di una pura e semplice portante), priva quindi di alcuna informazione.

Qualsiasi altra frequenza modulante subisce naturalmente la stessa vicenda.

In conclusione il ricevitore usato non accuserebbe la presenza di alcun segnale modulante (ciò almeno nel caso di eliminazione totale della portante).

L'unica soluzione consiste allora nel creare un segnale di riferimento; se infatti si fa battere la frequenza ricevuta, per esempio 1001 kHz, con una frequenza locale pari a 1000 kHz, (cioè quella che era la frequenza portante di partenza) per conversione si otterrà la differenza fra i due segnali, e cioè i 1000 Hz desiderati.

Questo quindi mette in evidenza la necessità inderogabile di ripristinare nel ricevitore la portante che era stata soppressa all'atto della modulazione.

A questo punto risulta chiaro che, per ricevere le emissioni in S.S.B., è necessario un ricevitore dotato di generatore locale di battimento (B.F.O.) come nel caso del ricevitore per telegrafia, a suo tempo esaminato.

Però, anche se in effetti l'uso di tale tipo di apparecchiatura permette la ricezione dei segnali S.S.B., non è certamente quella che offre le migliori prestazioni.

Infatti, per poter sfruttare veramente e completamente i vantaggi della S.S.B. è opportuno apportare qualche modifica al suddetto ricevitore, cominciando con l'usare un diverso tipo di rivelatore, che viene qui di seguito esaminato.

Rivelatore a prodotto

L'apposito circuito è schematizzato in fig. 157; esso costituisce il rivelatore ideale non solo per S.S.B., ma anche per D.S.B. e CW.

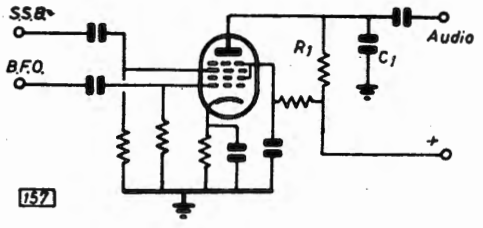


Fig. 157 - Rivelatore a prodotto.

Nel tubo pentagriglia usato in questa versione entrano sia la banda laterale, sia l'oscillatore che reinserisce la portante.

Quest'ultima frequenza, trattandosi generalmenti di apparati tipo supereterodina, è pari al valore della M.F., cioè al valore che avrebbe la portante all'uscita del mescolatore che precede la catena a M.F.

Come è evidente, questo rivelatore funziona come un secondo convertitore, in quanto trasforma le frequenze componenti la banda laterale del segnale R.F. alla frequenza originaria di modulazione.

In effetti i punti di lavoro ed i livelli dei segnali applicati sono tali da mantenersi nella zona lineare di operazione del tubo; in tali condizioni il segnale uscente è il prodotto matematico dei due segnali entranti (da ciò il nome).

In conseguenza di tale fatto la mancanza di uno qualunque dei due segnali entranti provoca l'assenza di qualsiasi segnale audio all'uscita; infatti tale segnale è costituito unicamente dai battimenti fra onda in arrivo e oscillazione locale. Occorre però precisare che questo avverrebbe solo nel caso di completa eliminazione della portante; in pratica un certo segnale audio, anche se indecifrabile, è sempre presente.

All'uscita del circuito è predisposto un carico, che agisce contemporaneamente da circuito filtrante (R_1 - C_1) onde eliminare le frequenze spurie delle armoniche elevate, nonchè la M.F.

Naturalmente risultati migliori si possono ottenere usando filtri più elaborati.

Altre versioni più raffinate di rivelatore a prodotto sono possibili sfruttando più tubi (per esempio triodi).

Pure in tale applicazione i tubi a fascio, cui si è accennato in occasione dei modulatori bilanciati, danno risultati eccellenti.

Schema a blocchi di ricevitore per S.S.B.

Come si vede in fig. 158, un ricevitore per S.S.B., nella parte R.F., è identico al ricevitore per A.M. (D.S.B.).

La prima differenza è visibile in M.F., dove è stato inserito un filtro del tipo di quelli esaminati per la trasmissione .

Esso serve per mettere a frutto uno dei vantaggi fondamentali della S.S.B., che è quello di occupare una banda molto stretta; mentre i circuiti convenzionali infatti non sarebbero adatti ad ottenere la necessaria conformazione della banda passante, l'adozione del filtro (a quarzo o meccanico che sia) permette di localizzare diversi canali adiacenti in poco spazio, e di riceverli singolarmente senza che interferiscano in modo dannoso fra di loro.

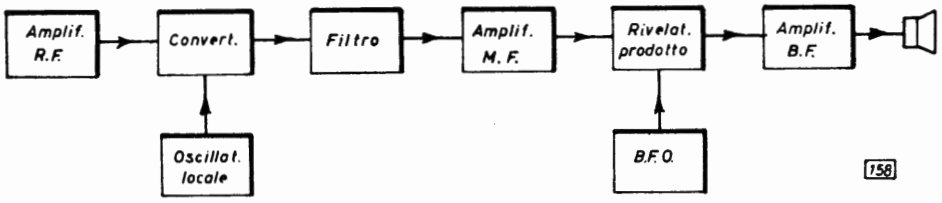
Il rivelatore a prodotto, poco fa descritto, che segue l'amplificatore M.F., pilota con la sua uscita un amplificatore B.F. di tipo convenzionale.

Una ulteriore caratteristica del ricevitore per S.S.B. è che, sia l'oscillatore di conversione che quello di portante devono presentare una stabilità di frequenza maggiore che per gli altri ricevitori.

Ciò, da un lato perchè la banda passante è ridotta alla metà (e quindi eventuali sbandamenti di frequenza si noterebbero più facilmente), sia perchè la portante ripristinata in loco deve essere e mantenersi il più esattamente possibile pari alla frequenza corrispondente alla portante soppressa.

Basta infatti una differenza fra di esse superiore a 10 Hz per determinare variazioni sensibili nella tonalità del segnale audio riprodotto, ed a 50 Hz per comprometterne la comprensibilità.

Fig. 158 - Schema tipico di ricevitore per S.S.B.



* * *

Tutti i diversi circuiti e le varie prestazioni sin qui elencate a proposito degli apparati che servono nei diversi sistemi di telecomunicazioni possono essere rese disponibili contemporaneamente su uno stesso apparato mediante opportune commutazioni.

Esistono infatti sia ricevitori che trasmettitori i quali possono indifferentemente operare in ognuno dei tre sistemi esaminati, cioè CW, AM ed SSB, con semplice commutazione, inserendo cioè volta a volta i relativi circuiti.

Le considerazioni che si possono fare a proposito delle prerogative dei tre fondamentali tipi di emissioni sono le seguenti:

1) la trasmissione telegrafica, oltre a presentare una notevole semplicità circuitale (almeno in trasmissione) permette, consistendo nell'identificazione di una portante presente a intervalli, una superiore facilità ad effettuare collegamenti a lunga distanza, a parità di potenza; naturalmente la controparte consiste nell'impossibilità di comunicare a viva voce.

2) La A.M. convenzionale offre invece quest'ultima possibilità, presentando nel contempo problemi tecnici di soluzione non troppo complessa; a suo svantaggio gioca il ridotto sfruttamento delle potenze e frequenze in gioco.

3) La trasmissione a S.S.B. presenta il più elevato sfruttamento delle caratteristiche di potenza in gioco in circuito (e quindi maggiori distanze raggiungibili), assieme alla minima occupazione possibile delle frequenze a disposizione; contro tali vantaggi stanno la maggior complessità e criticità dei circuiti (e le relative considerazioni economiche).

Antenne

GENERALITÀ

I circuiti RLC a costanti concentrate fin qui a più riprese esaminati presentano il comportamento e le prestazioni già studiate in quanto le loro dimensioni sono trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda delle correnti alternate che vi circolano; in questo caso praticamente tutta l'energia elettromagnetica che caratterizza il circuito è localizzata nell'ambito dei suoi componenti.

Se invece le dimensioni degli elementi circuitali, o più esattamente delle parti conduttrici presenti, sono paragonabili alla lunghezza d'onda, una parte anche notevole dell'energia in gioco viene ceduta allo spazio circostante a formarvi un campo elettromagnetico.

Tale fenomeno, detto *irradiazione*, si manifesta mediante le *onde elettromagnetiche*, che costituiscono il veicolo attraverso il quale l'energia viene ceduta allo spazio, e che comunque dello spazio costituiscono lo « stimolo » elettrico.

Un circuito elettrico concepito e realizzato per cedere all'esterno l'energia fornitagli è in genere a costanti distribuite e viene chiamato *antenna*.

Un'antenna è sostanzialmente costituita da uno o più conduttori di fogge e dimensioni diverse a seconda delle frequenze e prestazioni.

In ogni caso si tratta sempre di un circuito elettrico caratterizzato da capacità, induttanza e resistenza; i primi due parametri definiscono quindi una frequenza di risonanza, alla quale il loro effetto si annulla.

In tale circostanza è noto che il solo parametro che resta a determinare la corrente circolante è la resistenza.

Questa corrente raggiungerà allora il suo valore massimo, al quale in definitiva corrisponderà un massimo dell'energia irradiata.

A conferma di ciò si supponga di applicare, ad un generatore di R.F. (che in pratica consisterà in un trasmettitore), un conduttore di lunghezza opportuna.

In un punto qualsiasi intermedio del conduttore sia inserito un amperometro; il generatore sia tale da poterne variare con continuità la frequenza entro una gamma sufficientemente ampia.

Effettuando allora una certa variazione di frequenza e seguendo l'andamento della corrente indicato dallo strumento, ci si accorge che essa raggiunge un valore massimo (più o meno pronunciato) solo per un determinato valore di frequenza.

Scostandosi in più o meno da tale valore la corrente prende a diminuire, fino a raggiungere valori trascurabili.

Si ottiene cioè un andamento perfettamente paragonabile a quello visto per le curve di risonanza dei circuiti accordati.

La frequenza alla quale si ha il massimo di corrente, cioè la frequenza di risonanza, è legata alla lunghezza del conduttore dalla seguente relazione:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{300.000.000}{2F_r}$$

dove:

l = lunghezza del conduttore in m

F_r = frequenza di risonanza in Hz

300.000.000 = velocità della luce in m/sec.

Più semplicemente si può dire che la frequenza di risonanza di un conduttore è quella cui compete una lunghezza d'onda doppia della lunghezza del conduttore stesso.

La formula ora data può anche scriversi:

$$F_r = \frac{150}{l}$$

dove:

l = lunghezza in m

F_r = frequenza in MHz

Se, per esempio, il conduttore (in genere filiforme) è lungo 10 m, esso risuonerà alla frequenza di 15 MHz; a tale frequenza cioè si avrà il massimo di corrente nel conduttore.

Si continui ora l'esperimento in corso spostando l'amperometro in un punto diverso da quello in cui era precedentemente inserito; il valore di corrente indicato (e ciò supponendo di effettuare le varie misure nello stesso istante) sarà diverso, anche se l'andamento, al variare della frequenza, denuncierà sempre un massimo in corrispondenza di F_r.

In particolare, facendo percorrere all'amperometro tutto il conduttore che costituisce l'antenna, in corrispondenza di F_r si potrà rilevare una distribuzione di corrente come indicato (a tratto continuo) in fig. 159.

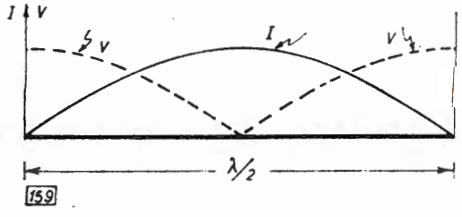


Fig. 159 - Andamento tensione-corrente in una antenna a mezza onda.

Se si perfeziona l'indagine misurando anche l'ammontare della tensione lungo il conduttore, si troverà che anche essa varia da punto a punto con un andamento contrapposto a quello della corrente, nel senso che ai massimi di questa corrispondono i minimi di quella e viceversa, come pure mostra (linea a tratteggio) la precedente figura.

Occorre subito precisare che in pratica l'andamento delle tensioni e delle correnti lungo l'antenna si scosta leggermente da quello di figura, poichè in effetti nè la corrente nè la tensione sono nulle nei punti rispettivamente estremi e mediano del conduttore in esame, in quanto la resistenza in gioco non può mai essere perfettamente nulla o infinita.

Dell'energia fornita dal generatore all'antenna una parte (piuttosto piccola) viene perduta in calore negli elementi dissipativi di essa, ma la parte maggiore viene dall'antenna ceduta allo spazio, ossia irradiata.

La somministrazione di tale energia può essere effettuata, come già accennato, in un punto qualunque dell'antenna; ciò che varia, caso per caso, non è già la potenza fornita dal generatore, che deve rimanere sempre quella prefissata e disponibile, bensì i parametri che la costituiscono.

Infatti ciascun punto dell'antenna è caratterizzato da un ben determinato, nonchè diverso, rapporto fra tensione e corrente, data la variabilità di questi elementi da punto a punto.

Occorre quindi che il generatore fornisca la potenza voluta sotto una tensione e con una corrente tali che il loro rapporto coincida con quello proprio dell'antenna nel punto di inserimento del generatore stesso.

Parlare di rapporto fra tensione e corrente equivale ovviamente a parlare di impedenza, e di conseguenza si può concludere dicendo che il « rifornimento » di energia all'antenna può essere fatto in un qualsiasi punto di essa, purchè venga rispettato il principio dell'*adattamento di impedenza.*

Il punto di «alimentazione» dell'antenna deve cioè essere caratterizzato da una coppia di valori di tensione e corrente tali che il loro rapporto coincida con l'impedenza interna del generatore; in questo caso esso cede all'antenna, e questa allo spazio, tutta l'energia disponibile.

È quindi necessario conoscere come varia l'impedenza lungo l'antenna.

Comunque ciò che generalmente più interessa è che al centro del conduttore si ha un minimo di impedenza (massima corrente, minima tensione), mentre si ha un massimo agli estremi.

Il caso più tipico e rappresentativo di antenna è proprio quello del conduttore alimentato al centro; questa soluzione realizzativa viene anche chiamata (per evidenti ragioni) *dipolo.*

Stante quanto fin qui detto il *dipolo a mezza onda* costituisce l'esempio più classico (ed anche di più largo uso) di antenna.

Esso è schematizzato nella fig. 160.

I massimi rappresentati in fig. 159, e comunque legati alla distribuzione delle onde elettromagnetiche su un conduttore (siano essi di tensione o di corrente) vengono chiamati *ventri;* per contro i minimi vengono chiamati *nodi.*

Occorre ancora ricordare quanto segue: se il generatore inizialmente supposto collegato all'antenna copre una gamma di frequenze pari a diversi multipli di F_r, si può notare che l'amperometro collegato in serie all'antenna

stessa denuncia dei massimi (meno pronunciati, ma pur sempre molto netti) anche alle frequenze pari a 2 F_r, 3 F_r e così via.

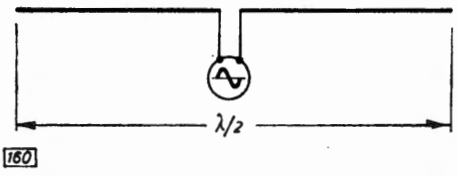


Fig. 160 - Antenna a dipolo a mezza onda

Ciò pone in evidenza che l'antenna risuona (pur se in modo meno pronunciato) anche sulle armoniche.

Tale fenomeno dipende dal ripetersi, su ogni tratta di conduttore pari a $\lambda/2$, della distribuzione di tensioni e correnti vista in fig. 159.

RESISTENZA D'IRRADIAZIONE

Sappiamo già che, applicando un generatore ad un punto qualsiasi dell'antenna e misurandone la corrente erogata, il massimo di essa si ottiene alla frequenza di risonanza, quando cioè i parametri reattivi si elidono e resta solo la resistenza.

A questo punto, trattandosi di un sistema che irradia energia elettromagnetica, occorre intendere bene il significato che si deve dare a tale resistenza, quale elemento il cui valore determina la corrente assorbita dall'antenna.

Della potenza fornita dal generatore all'antenna, una parte, sia pur piccola, viene dissipata in calore nel conduttore, mentre la rimanente parte viene irradiata nello spazio sotto forma di energia elettromagnetica associata alle onde emesse.

Si può quindi affermare che la potenza irradiata P_i equivale a quella dissipata su una fittizia resistenza R_i, percorsa dalla corrente d'antenna I_a.

Per le già note relazioni possiamo scrivere che tale potenza è data da:

$$P_i = R_i \cdot I_a^2$$

dalla quale discende la relazione:

$$R_i = \frac{P_i}{I_a^2}$$

che definisce la cosiddetta *resistenza d'irradiazione.*

Poichè, come visto dai diagrammi precedenti, I_a varia da punto a punto dell'antenna, se ne deduce che ogni punto di essa è caratterizzato da un particolare valore di R_i.

Le posizioni in cui interessa principalmente conoscere il valore di tale resistenza sono il centro e le estremità.

In particolare quindi per un dipolo a mezz'onda il valore di R_i è di circa 73 ohm.

Se allora si applica un trasmettitore, di potenza P_i e operante alla frequenza F_0, al centro di un conduttore lungo quanto la metà della lunghezza d'onda che compete ad F_0, tale conduttore (antenna) viene percorso, nel suo punto di alimentazione, da una corrente di valore uguale a quella che passerebbe attraverso una resistenza di 73 Ω.

Non appena ci si sposta dalla risonanza diventano ovviamente sensibili le reattanze non compensate e quindi l'antenna non si comporta più come una resistenza pura.

Un'analoga misura fatta agli estremi della antenna porta a riscontrare valori di resistenza dell'ordine di molte centinaia ed anche migliaia di ohm.

Osserviamo infine che il caso del dipolo a mezz'onda costituisce in pratica il miglior compromesso nei confronti del rendimento, in quanto la sua resistenza totale, alla risonanza, si avvicina molto alla effettiva resistenza d'irradiazione, così da identificarsi praticamente con essa; la potenza irradiata è quindi massima e minime sono le perdite.

Piano di terra

Tutti i ragionamenti sin qui fatti restano validi anche se l'antenna è ridotta alla metà, cioè ad un quarto d'onda.

Occorre solo che questa nuova antenna così ottenuta sia perpendicolare e vicina alla superficie terrestre o altra massa conduttrice, sulla quale si « rispecchino » per così dire le caratteristiche fisiche di essa.

In tal caso tale superficie, naturale od aggiuntiva, detta *piano di terra,* sostituisce la metà mancante del dipolo, semprechè possegga buone doti di conducibilità e sia sufficientemente estesa.

Queste condizioni sono necessarie affinchè tale piano sia effettivamente a potenziale zero, cosa che in pratica difficilmente si realizza completamente.

POLARIZZAZIONE

Ora che è stato esaminato il comportamento delle grandezze elettriche lungo un'antenna, passiamo ad analizzare quanto avviene all'esterno della stessa.

È già noto che un qualunque conduttore percorso da corrente dà luogo alla formazione di un campo magnetico nello spazio circostante; e ciò avviene regolarmente anche per un'antenna.

Inoltre però ai capi del conduttore, per effetto della stessa corrente, si ha una caduta di potenziale, la quale fa nascere un campo elettrostatico.

Se tale conduttore è di dimensioni ridotte, l'entità di tale campo è molto modesta.

Se invece la sua lunghezza è in determinate relazioni con la lunghezza d'onda propria della corrente che lo attraversa (in particolare se ne è uguale alla metà), il circuito RLC cui l'antenna equivale, essendo in risonanza, presenta ai suoi capi il ben noto fenomeno della sovratensione (secondo quanto visto per i circuiti LC risonanti).

In tal caso la tensione fra gli estremi dell'antenna diventa di entità veramente notevole, e tale quindi diviene anche il campo elettrico circostante, la cui azione non è più allora limitata alle immediate vicinanze dell'antenna, ma è invece sensibile anche a distanze molto grandi.

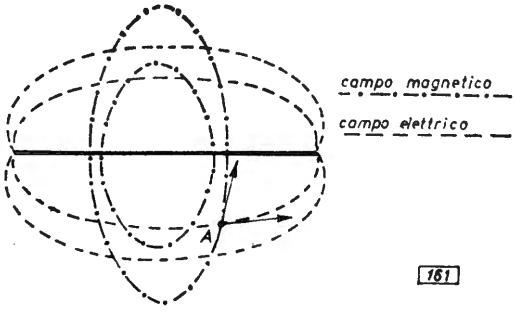


Fig. 161 - Campi attorno ad una antenna.

L'andamento è quello rappresentato nella fig. 161, nella quale sono riportate le linee di forza di ambedue i campi, quello elettrico e quello magnetico, così presenti.

Un qualsiasi punto dello spazio circostante l'antenna è quindi caratterizzato (come il punto generico indicato con A in figura) dal sovrapporsi dei due campi, la direzione di uno dei quali è sempre perpendicolare a quella dell'altro.

Si dice allora che il punto A (come ogni altro punto dello spazio) è sede di un campo elettromagnetico, espressione dell'energia derivante dall'insieme dei due.

Naturalmente, al variare della posizione del filo che costituisce l'antenna, cioè della sua inclinazione, varia la direzione delle linee rappresentative dei due campi.

Poichè è quasi sempre importantissimo fissare la direzione di questi campi, essa viene individuata assumendo come riferimento il piano secondo cui si propaga l'onda elettrica, che è sempre parallelo al conduttore.

Esso è detto *piano di polarizzazione;* si dice allora che un'antenna è a *polarizzazione orizzontale* se il conduttore che la costituisce è teso orizzontalmente; è invece a *polarizzazione verticale* se esso è montato verticalmente.

DIREZIONALITÀ

Spiegata così l'esistenza, nello spazio circostante un'antenna, di un campo elettromagnetico, è opportuno ora valutarne l'intensità nei vari punti.

Per far questo si supporrà di misurare, con adeguata strumento, la d.d.p. esistente fra due punti distanti, per esempio, 1 cm, e situati lungo una linea di forza del campo stesso.

Il rilievo di tale grandezza, come del resto sarebbe stato per quello, però meno agevole, dell'intensità del campo magnetico, ci dà una nozione precisa del valore del campo elettromagnetico, poichè queste due grandezze sono fra loro strettamente legate.

Ciò premesso, si passi ad eseguire il rilievo di cui sopra per tutti i punti di un cerchio qualsiasi che abbia il centro coincidente con

quello dell'antenna e che inoltre giaccia sullo stesso piano di questa; per ciascun punto si troveranno valori diversi ma distribuiti con una certa regolarità, e ciò vale anche per gli altri cerchi lungo i quali vengono effettuate le misure.

Nel caso di antenna a mezz'onda ognuno di questi valori è rappresentato da uno dei segmenti che in fig. 162 si diramano dal centro di essa.

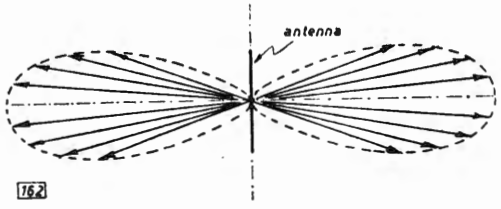


Fig. 162 - Diagramma di irradiazione.

Il profilo derivante dall'insieme degli estremi di tali segmenti costituisce il *diagramma di irradiazione;* esso dà la misura che l'irradiazione assume nelle varie direzioni, dà cioè i valori del campo elettromagnetico.

La prima constatazione è dunque quella che l'antenna non irradia uniformemente in tutte le direzioni.

La ragione di tale difformità va ricercata nel fatto che in ogni punto dello spazio il valore del campo elettromagnetico è la risultante delle azioni di tutti i trattini elementari di conduttore di cui una qualsiasi antenna può ritenersi composta: in essi i valori e la fase della corrente e della tensione variano da punto a punto e quindi risultano diversi e diversamente combinati i loro contributi nei vari punti dello spazio.

Se l'antenna funziona su frequenze diverse da quella corrispondente a mezza onda, il diagramma d'irradiazione varia caso per caso, e se ne ha uno diverso per ogni « modo » di funzionamento.

In ogni caso esistono direzioni privilegiate attorno alle quali, per angoli più o meno ampi, viene irradiata una notevole percentuale della potenza disponibile; sono i cosiddetti *lobi di irradiazione,* che variano in intensità e direzione a seconda del tipo di antenna o delle frequenze a cui la stessa funziona.

L'antenna quindi manifesta una più o meno spiccata *direttività,* una tendenza cioè a concentrare una buona parte della sua potenza entro angoli ben definiti che, nel caso del dipolo a mezz'onda, hanno il loro asse perpendicolare allo stesso; ciò si manifesta col caratteristico diagramma ad « otto ».

Angolo verticale d'irradiazione

Le considerazioni fin qui svolte valgono per un'antenna libera nello spazio.

In effetti la presenza del suolo, a distanza più o meno ravvicinata dall'antenna, ne modifica anche sostanzialmente le caratteristiche di funzionamento.

Ricordiamo quanto detto a proposito del piano di terra ed esaminiamo il caso particolare di un'antenna verticale posta vicinissima e lunga $\lambda/4$.

Il suo diagramma d'irradiazione, derivante direttamente da quello di fig. 162 è visibile in fig. 163.

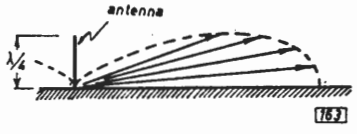


Fig. 163 - Diagramma d'irradiazione d un quarto d'onda verticale.

Esso vale per tutte le direzioni attorno alla antenna, cioè per tutto il piano orizzontale, quindi in tal senso l'antenna è onnidirezionale.

Diversamente vanno le cose nel senso dell'elevazione, cioè nei piani verticali.

Su questi infatti il massimo del campo elettromagnetico si ha solo attorno ad una certa direzione, secondo un angolo cioè entro cui è contenuta gran parte dell'energia irradiata.

Tale direzione privilegiata, che si aggira sui 30° circa (rispetto al piano di terra), definisce appunto l'*angolo di irradiazione.*

Il fatto però che l'energia irradiata da una antenna abbandoni la stessa solo entro un certo angolo non è unicamente caratteristico dei sistemi irradianti verticali, ma anche, appunto per la vicinanza del suolo, di quelli orizzontali.

Si verifica infatti che un'antenna, posta orizzontalmente, presenti non solo la diretti-

vità nel piano orizzontale passante per l'antenna, ma anche nei piani verticali passanti per il suo centro.

I relativi diagrammi assumono forme diverse in quanto l'irradiazione, a seconda della frequenza, viene diversamente influenzata dalla distanza dal suolo.

In ogni caso però, e per qualsiasi tipo di antenna, si manifestano sempre una o più direzioni privilegiate d'irradiazione che appunto definiscono i relativi angoli.

La conoscenza di tali angoli, entro i quali in pratica l'energia abbandona l'antenna per propagarsi nello spazio, è di fondamentale importanza per le distanze raggiungibili mediante tale propagazione, come fra poco verrà posto in evidenza.

LINEE DI TRASMISSIONE

Poichè per molti ed ovvii motivi è opportuno collocare l'antenna in posizione più alta e libera possibile, fra il trasmettitore (o il ricevitore) e l'antenna stessa occorre sempre una linea di interconnessione.

Tale linea deve ovviamente adempiere al solo compito di trasferire energia dal generatore (trasmettitore) all'organo irradiante (antenna), e quindi non deve irradiare energia lei stessa in alcun modo; deve quindi essere una pura *linea di trasmissione.*

La sua realizzazione pone quindi il problema di scegliere un sistema conduttore, di lunghezza anche elevata, il quale, percorso da correnti a R.F., non irradi energia elettromagnetica.

Per orientarci su questa scelta è opportuno ricordare quanto detto sul meccanismo della propagazione in un'antenna: solo se la distribuzione delle correnti e delle tensioni è quella per ventri e nodi (come negli esempi visti), il conduttore interessato è irradiante.

Questa distribuzione è anche detta *per onde stazionarie.*

In tal caso tutto avviene come se si facesse vibrare acusticamente una corda di una certa lunghezza, avente gli estremi ben fissi; l'onda che su di essa si propaga viene riflessa agli estremi, inverte cioè il suo cammino ed interferisce con quella diretta, determinando precisamente i ventri e i nodi.

Allora la corda emette un suono; analogamente l'antenna irradia.

Se invece pensassimo di aver a che fare con una corda di lunghezza infinita, l'onda acustica si propaga in essa indefinitamente, senza più riflettersi, per ovvii motivi; non ci sono quindi più i ventri e i nodi.

La corda allora non emette più alcun suono; analogamente un conduttore infinitamente lungo non potrà essere sede di onde stazionarie, e quindi non irradierà.

Naturalmente non è possibile usare una linea di trasmissione infinitamente lunga.

La soluzione del problema viene allora fornita dalla teoria della propagazione delle correnti alternate lungo i conduttori, la quale dice: il comportamento di una linea di lunghezza finita è identico a quello della stessa allungata indefinitamente, purchè essa sia chiusa, all'estremo opposto del generatore, su un certo valore di impedenza, detto *impedenza caratteristica.*

Mediante la stessa teoria è possibile calcolare tale valore, note che siano le caratteristiche geometriche della linea; così per una *linea bifilare* (due conduttori paralleli) essa dipende dal diametro dei conduttori e dalla loro distanza; per una *linea coassiale* (due conduttori cilindrici uno coassiale all'altro) dal rapporto fra i raggi dei due conduttori.

I valori più comuni di impedenza caratteristica per linee sia appositamente realizzate che commercialmente disponibili sono: fra 100 e 600 ohm per linee bifilari, fra 50 e 150 ohm per linee coassiali.

Comunque il problema posto è così risolto; basterà che la linea di trasmissione interposta fra generatore e antenna sia costruita in modo tale da possedere un'impedenza caratteristica pari alla resistenza d'irradiazione dell'antenna stessa nel suo punto di alimentazione.

Se poi anche l'impedenza del generatore è uguale a quella caratteristica della linea, si verificano le condizioni migliori affinchè tutta (o quasi) la potenza fornita dal generatore si trasferisca sull'antenna.

Se il suddetto adattamento d'impedenza non esiste, si possono comunque realizzare circuiti aggiuntivi per ottenerlo con sufficiente esattezza.

È bene comunque sottolineare che ogni scostamento dalle condizioni tipiche testè esaminate conduce a parziale irradiazione (in quanto sorgono delle onde stazionarie) da parte della linea di trasmissione, con conseguente diminuzione della resa globale.

TIPI CONVENZIONALI DI ANTENNE

Come si è già detto, il tipo più noto e diffuso di antenna, anche con eventuali elaborazioni, è il dipolo a mezza onda già esaminato.

Una sua realizzazione tipica è quella di fig. 164.

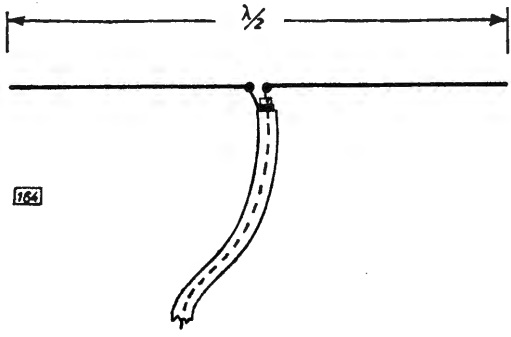


Fig. 164 - Dipolo semplice alimentato con linea coassiale a 75 ohm.

La sua resistenza d'irradiazione tipica è di 73 ohm, e perciò la linea di collegamento al carico (ricevitore o trasmettitore) viene realizzata con opportuno cavo coassiale appositamente costruito e reperibile nell'impedenza caratteristica di 70 ÷ 75 ohm.

Se il dipolo viene realizzato come in fig. 165, cioè con un conduttore lungo circa λ e ripiegato con opportuna distanza fra i due tratti paralleli, la resistenza d'irradiazione viene pressochè esattamente quadruplicata, il che rende possibile l'uso di un altro tipo di linea di trasmissione commercialmente reperibile, e cioè la cosiddetta piattina bifilare, a 300 ohm di impedenza caratteristica.

Un altro tipo di antenna, derivante dal dipolo, è l'antenna verticale a λ/4, cui è già stato accennato, schematicamente rappresentata in fig. 166.

In essa il piano di terra (che notoriamente rispecchia in pratica l'altra metà del dipolo) è costituito da un certo numero di elementi radiali (essi pure lunghi circa λ/4), normalmente 4 o 6.

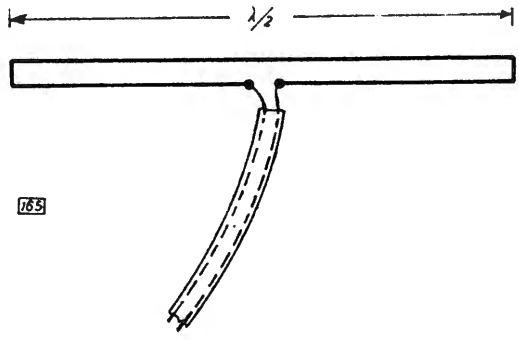


Fig. 165 - Dipolo ripiegato alimentato con linea bifilare a 300 ohm

Ovviamente tale piano di terra è ben lungi dall'essere perfetto, cosicchè la resistenza di irradiazione scende dai 73 ohm a 50 ÷ 30 ohm.

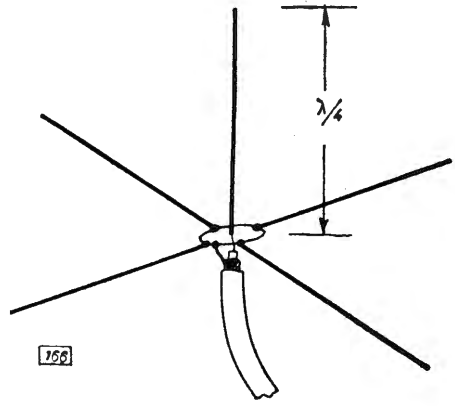


Fig. 166 - Antenna verticale a un quarto d'onda (ground-plane)

Antenne multibanda

Tutti i parametri di un'antenna sono riferiti alla sua frequenza di risonanza.

Ciò equivale a dire che i sistemi finora visti, con antenna e linea adattata non risonante, servono per una frequenza sola, o meglio per una stretta banda di frequenza attorno ad essa.

In pratica invece le bande di lavoro concesse ai radioamatori sono diverse; conviene allora per un certo numero di esse realizzare antenne uniche che funzionino soddisfacentemente su più gamme, eseguendo solo semplici operazioni di commutazione e sintonia

sugli organi di adattamento al trasmettitore.

Nel far ciò si è avvantaggiati dal fatto che le bande radiantistiche distribuite nelle onde corte sono in relazione armonica fra di loro; e quindi lo sono anche le risonanze dei conduttori usati.

Per tali frequenze si possono quindi sfruttare tipi di antenne *multibanda*, la cui versione semplificata è quella di fig. 167, nella quale è rappresentato il comportamento della corrente R.F. per le varie armoniche.

È evidente dai vari diagrammi che la distribuzione della corrente lungo il conduttore, ed in particolare il suo valore al punto di alimentazione, sono diversi caso per caso.

Allo stesso modo quindi sarà diverso il valore della resistenza d'irradiazione, che andrà dai 73 ohm del primo caso (antenna funzionante come dipolo a mezz'onda), ai 100 ÷ 150 ohm del terzo caso, fino alle diverse centinaia di ohm del secondo e quarto (in cui si ha un nodo di corrente).

La linea di alimentazione dovrebbe quindi avere un'impedenza caratteristica variabile, in quanto per ogni singola banda di lavoro essa dovrebbe presentare lo stesso valore d'impedenza posseduto dall'antenna.

Non si possono quindi adottare linee non risonanti.

Il problema si risolve allora interponendo un elemento di accoppiamento fra la linea di trasmissione ed il trasmettitore, in modo tale che la linea divenga essa pure risonante, con modalità diverse per ogni banda.

L'elemento accoppiatore linea-trasmettitore va cioè, volta per volta, accordato in modo che all'altra estremità della linea si verifichi la stessa distribuzione di corrente (e di tensione) che si ritrova sull'antenna nel suo punto di alimentazione.

All'estremità della linea deve cioè esistere un ventre, un nodo od una condizione intermedia analogamente a quanto indicato in fig. 167 per l'antenna.

Il circuito LC che permette di variare le risonanze dei conduttori costituenti la linea di trasmissione, onde ottenere l'adattamento richiesto per ogni singola frequenza, viene chiamato *accordatore d'antenna*.

Le necessarie linee di trasmissione vengono spesso realizzate appositamente, ma è anche possibile sfruttare i tipi convenzionali.

I modelli più classici (anche se un po' superati) di antenne multibanda sono: la Levy (fig. 168) con alimentazione al centro, e la Zeppelin (fig. 169) con alimentazione ad un estremo.

In ambedue le figure è rappresentato, alla base della linea, il suddetto accordatore in una tipica versione.

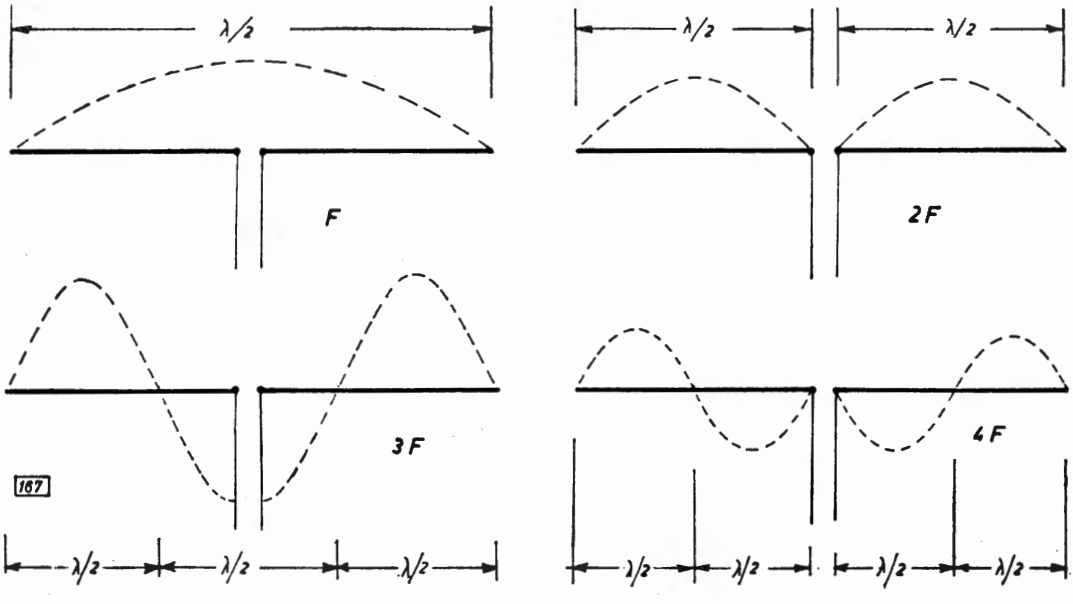
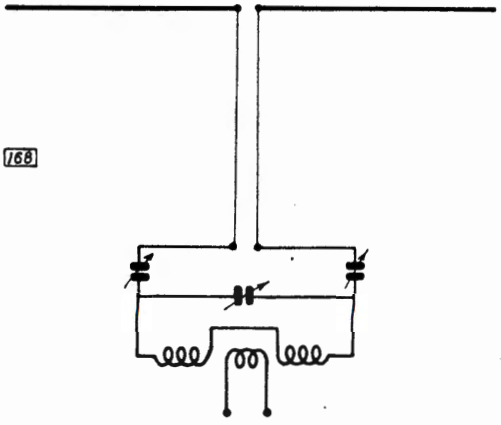


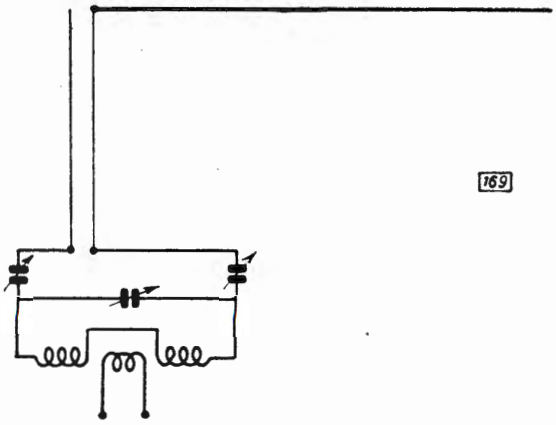
Fig. 167 - Comportamento in armonica di antenna multibanda.

Fig. 168 - Antenna Levy.



168

Fig. 169 - Antenna Zeppelin.



169

Antenne a più elementi

La presenza, nelle immediate vicinanze di un'antenna, di uno o più conduttori aventi dimensioni analoghe può modificare anche sostanzialmente tutti i parametri dell'antenna stessa.

Infatti parte dell'energia irradiata dall'antenna viene captata da questi elementi aggiunti (detti *elementi parassiti*) per esserne poi reirradiata e ricaptata dal dipolo con svariate modalità.

Tutto ciò provoca sensibili variazioni nei valori delle tensioni e correnti all'interno del sistema, il che porta a modificare la resistenza d'irradiazione, che risulta diminuita, ed il diagramma d'irradiazione, che risulta molto più direttivo.

Quest'ultimo è appunto il motivo per cui vengono realizzati tali sistemi di antenna a più elementi.

Infatti, poichè tramite queste opportune disposizioni di elementi parassiti aggiuntivi, il lobo d'irradiazione risulta più stretto, ciò significa che la potenza disponibile risulta concentrata in questi lobi.

Rispetto quindi al caso (teorico) dell'antenna onnidirezionale, o anche di un qualsiasi semplice dipolo, nei punti compresi entro il nuovo lobo ristretto è praticamente disponibile una potenza maggiore.

Si dice infatti che un'antenna a più elementi presenta un certo guadagno rispetto ad un dipolo; tale guadagno viene misurato ed indicato in dB.

Dire allora che un'antenna « direttiva » (a diversi elementi) guadagna 6 dB significa dire che la potenza disponibile lungo l'asse centrale del proprio lobo d'irradiazione risulta 4 volte più elevata che se si usasse un'antenna convenzionale.

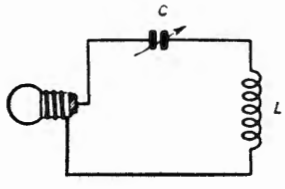
DISPOSITIVI ELEMENTARI DI MISURA

Ondametro

Questo apparecchio, oltre a misurare la lunghezza d'onda (come indica la parola), serve anche a visualizzare l'emissione di un oscillatore o trasmettitore.

Esso è costituito da un circuito risonante, recante in serie un indicatore di corrente.

Il tipo più semplice è quello di fig. 170.



170

Fig. 170 - Ondametro ad assorbimento.

In esso il condensatore è variabile onde portare il circuito in risonanza alle varie frequenze; ad esso può essere applicato un qua-

drante graduato per effettuarne la taratura per ogni L ad esso associata e per le varie frequenze di risonanza.

L'elemento atto ad indicare la raggiunta risonanza è di solito una lampadina, il cui filamento si accende quando l'accoppiamento della bobina L con il generatore fa scorrere corrente sufficiente nel circuito.

In tal modo viene segnalata non solo l'emissione di potenza da parte del generatore, ma anche la frequenza sulla quale tale energia viene emessa, e ciò in corrispondenza del valore di capacità che dà luogo alla massima luminosità.

La sostituzione della lampada con opportuno strumento indicatore permette di ottenere dal dispositivo una maggiore sensibilità.

Fili di Lecher

Realizzano un dispositivo che permette la misura diretta della lunghezza d'onda; essi sono costituiti da un doppino chiuso ad una estremità (fig. 171).

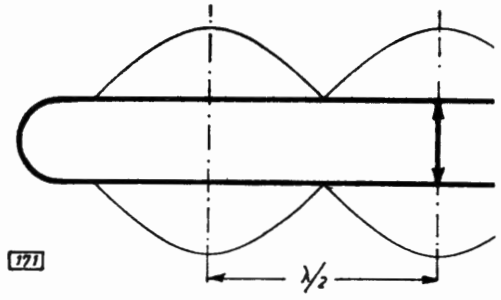


Fig. 171 - Fili di Lecher.

Accoppiando il cappio dei due fili paralleli e rigidi, che lo costituiscono, al generatore, questi diventano sede di onde stazionarie.

Facendo scorrere un ponticello su di essi, uno strumento indicatore posto sul generatore, oppure un rivelatore in serie al ponticello (ancora una lampadina se la potenza in gioco è sufficiente), possono rilevare e contrassegnare i ventri di tensione; la distanza fra due consecutivi è esattamente $\lambda/2$, come mette in evidenza la figura.

I fili di Lecher sono di uso limitato alle VHF - UHF, ecc., ciò per evidenti motivi d'ingombro.

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE

L'energia irradiata da un'antenna viene distribuita nello spazio circostante in modo non uniforme, come confermato dai diagrammi d'irradiazione.

La parte di questa energia che viene irradiata tangenzialmente alla superficie terrestre, secondo cioè la direzione più breve intercorrente fra due punti da collegare, consente collegamenti solo a distanze limitate generalmente dalla curvatura terrestre e da ostacoli naturali.

Inoltre la propagazione delle radioonde trova ulteriori ostacoli nel fatto che le onde elettromagnetiche subiscono attenuazione attraversando l'atmosfera, attenuazione che è tanto più sentita quanto più elevata è la frequenza.

Furono queste le ragioni per cui, fintantochè si faceva affidamento solo sull'*onda di terra*, si argomentava che le grandi distanze potevano superarsi solo con onde molto lunghe.

Senonchè Marconi, inizialmente fautore delle grandi onde, ebbe a convincersi, e lo dimostrò sperimentalmente, che anche, e particolarmente, le onde corte erano adatte a superare grandi distanze, vincendo addirittura la curvatura terrestre.

Tale fenomeno, che in apparenza contrasta coi principi sopra esposti ed universalmente accettati perchè confermati dall'esperienza e dalla teoria, trova la sua spiegazione nel fatto che esiste, nell'alta atmosfera e più precisamente ad una altezza fra i 100 e i 200 km, una « coltre » che agisce sulle radioonde come uno specchio fa per la luce; ossia le riflette con leggi del tutto identiche a quelle dell'ottica.

Si tratta della *ionosfera*, regione dello spazio a bassa densità gassosa, in cui l'energia solare in arrivo è sufficiente a ionizzare le particelle ivi presenti, che si raccolgono allora, a seconda dell'intensità di ionizzazione, in diversi strati compresi entro questa regione.

Tali strati, variamente ionizzati, ad altezze diverse e variabili, si comportano, nei confronti delle radioonde, in modo del tutto analogo agli strati di aria calda (in particolare nelle zone desertiche) che determinano successive rifrazioni dei raggi luminosi fino a raggiungere la riflessione totale, si da creare l'illusione di uno specchio d'acqua ed i miraggi.

Le onde elettromagnetiche che lasciano una antenna sotto un angolo opportuno, vengono, fino a certe frequenze, riflesse più o meno a seconda dell'angolo di incidenza e della frequenza stessa, cosicchè possono ritornare sulla terra a distanze notevoli dal punto di partenza, ed eventualmente esserne ancora riflesse.

Di qui l'opportunità di usare, per certe frequenze, antenne che abbiano una spiccata direttività nei piani verticali, il cui angolo d'irradiazione sia cioè di valore tale da sfruttare questa possibilità di successive riflessioni, anche perchè gli strati ionizzati agiscono come riflettori solo se colpiti sotto un determinato angolo.

Propagazione delle onde lunghe

Le onde lunghe si propagano principalmente per onda di terra, ma già gli strati più bassi della ionosfera ne effettuano una certa riflessione, cosicchè la ricezione delle stesse ne può essere in certa misura rafforzata.

Propagazione delle onde medie

Nelle onde medie l'onda di terra subisce una notevole attenuazione con la distanza, motivo per il quale la zona di ricezione è limitata, qualora non sia presente la riflessione ionosferica.

Infatti gli strati che riflettono queste frequenze sono di densità ed intensità opportuna solamente nelle ore serali e notturne, quindi normalmente solo in queste ore avviene la ricezione di stazioni a onde medie lontane molte centinaia di km.

Propagazione delle onde corte

Le onde corte si propagano quasi esclusivamente per onda di spazio riflessa.

Le loro modalità di propagazione risentono quindi molto della frequenza, dell'orario, delle stagioni dell'anno e dell'attività solare; ciò perchè proprio da tali fattori dipende la densità, l'altezza e la presenza degli strati ionizzati.

In linea di massima, sotto i 10 MHz si possono effettuare collegamenti fino a poche migliaia di km a tutte le ore del giorno; attorno ai 15 MHz si possono collegare stazioni fino agli antipodi specie nei periodi estivi e nelle ore serali.

Sopra i 20 MHz, ed in particolare verso i 30, la propagazione a lunga distanza avviene solo in coincidenza con i periodi di massima attività solare ed in genere durante la giornata (specie per le frequenze più alte).

Propagazione delle onde metriche

Al crescere della frequenza oltre le onde corte, tutti gli strati ionizzati della ionosfera diventano trasparenti per le radioonde cosicchè oltre i 50 MHz da parte di essa non si ha più riflessione alcuna.

Dunque per tali frequenze si può fare affidamento solo sulla portata ottica.

Tuttavia, e in particolare nelle stagioni molto calde e serene, è possibile la ricezione oltre tale portata, e ciò è dovuto non già alla ionosfera, che sappiamo non intervenire più nella propagazione delle onde metriche, bensì alla curvatura che subiscono le onde a frequenza fin verso i 400 ÷ 500 MHz passando, nell'atmosfera, attraverso strati di aria aventi diversa densità e grado di umidità; ciò determina sulle radioonde un fenomeno analogo alla diffrazione ottica, che consiste cioè nella deviazione del tragitto delle onde luminose che lambiscono un ostacolo opaco.

Sono così possibili comunicazioni spesso di molte centinaia di km, ed eccezionalmente anche di qualche migliaio.

Evanescenza

Se si verifica che ad uno stesso punto giungano l'onda riflessa ionosferica e quella terrestre, o comunque più onde aventi la stessa origine ma dopo aver percorso distanze diverse, può accadere, a causa dei diversi ritardi che così si verificano, che vengano a sommarsi segnali che quasi mai sono in concordanza di fase.

Di qui il variare della intensità del campo risultante, per cui il ricevitore accusa variazioni brusche o lente del segnale ricevuto, fino addirittura al suo annullamento.

Questo fenomeno si chiama appunto *evanescenza* o affievolimento (dall'inglese *fading*).

I circuiti di C.A.V. a suo tempo studiati hanno anche lo scopo di porre rimedio agli effetti di questo fenomeno.

Zona di silenzio

Si definisce così quella fascia di territorio che è compresa fra il limite massimo cui giunge l'onda terrestre emessa da un'antenna irradiante su una certa frequenza, ed il limite minimo cui giunge l'onda riflessa ionosferica proveniente dalla stessa antenna.

È ovvio che entro tale zona non è possibile la ricezione di quella frequenza; da ciò il nome di *zona di silenzio.*

Essa comunque dipende dalle condizioni ionosferiche e varia quindi con la stagione e con le diverse ore del giorno.

In fig. 172 è rappresentato il meccanismo della ricezione per onda riflessa.

Se α è l'angolo minimo per cui si manifesta la riflessione, la zona fra B e C sarà di silenzio, in quanto l'onda di terra o viene attenuata o non è vista, per esempio, dall'antenna B'. La prima onda riflessa è quella che arriva in C, in quanto quelle che partono con angolo maggiore di α non vengono riflesse, quelle che partono con angolo minore di α giungono alla superficie terrestre in punti più lontani di C.

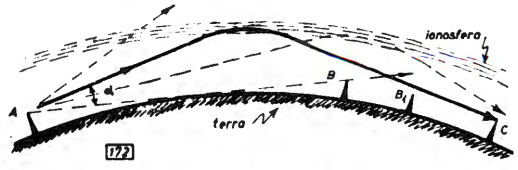


Fig. 172 - Meccanismo della propagazione.

Semiconduttori

GENERALITA'

Come dice la parola, i *semiconduttori* sono materiali la cui conducibilità (cioè l'inverso della resistività) è a mezza strada fra quella degli isolatori e quella dei conduttori.

In effetti però la conducibilità dei semiconduttori è molto più vicina a quella degli isolanti che a quella dei conduttori.

Generalmente col termine semiconduttori si intendono leghe costituite da un *elemento base* (pressochè isolante) e da tracce di un secondo elemento, la cosiddetta *impurità*, avente valenza inferiore o superiore (la *valenza* è un entità determinata dal numero di elettroni contenuto dall'atomo dell'elemento nella sua orbita più esterna).

Una caratteristica particolare dei semiconduttori è che la loro resistenza elettrica diminuisce con l'aumentare della temperatura (contrariamente a quello che è il comportamento tipico dei conduttori).

I materiali base normalmente usati per i semiconduttori sono il *germanio* e il *silicio*.

Essi, allo stato puro, hanno conducibilità molto scarsa.

L'aggiunta di quantità piccolissime di altri particolari elementi (impurità) determina, come si è detto, una sensibile riduzione della resistività, mentre il comportamento elettrico assume particolarità estremamente interessanti ed utili.

Per spiegarle occorre aggiungere, a quanto detto inizialmente sulla costituzione dell'atomo, che ogni orbita ha un numero massimo ben definito di elettroni possibili, massimo che spesso, e anche nei semiconduttori, non è completamente coperto.

Per esempio il silicio, nella sua orbita più esterna (la 3ª), che viene sempre chiamata *orbita di valenza*, ha 4 elettroni, mentre il numero fisso e massimo per la terza orbita è 18.

Vale a dire che vi sono 14 posti liberi, il che è chiaramente indice di possibile instabilità degli elettroni ivi residenti.

Praticamente l'entità della instabilità orbitale è proporzionale al numero di posti vuoti.

Infatti, ad esempio, il rame ha sull'ultima orbita, la 4ª, un elettrone solo, mentre il massimo sarebbe 32; sappiamo infatti che il rame è un ottimo conduttore.

L'argento ha sull'ultima orbita, la 5ª, un solo elettrone, mentre il massimo sarebbe 50; sappiamo che l'argento è un conduttore ancora migliore.

Non bisogna tuttavia pensare che il germanio ed il silicio (ambedue aventi 4 elettroni sull'orbita esterna, aventi cioè la stessa valenza) siano buoni conduttori (e infatti si è già detto che non lo sono) per il fatto di avere meno elettroni di quanti siano necessari per la stabilità.

Infatti si deve anche tener conto del tipo di legami esistenti fra gli elettroni di atomi vicini quando questi siano effettivamente disposti in una struttura geometrica, come lo sono in un cristallo.

In tali condizioni infatti gli elettroni di valenza di ogni atomo divengono compartecipi del moto e delle orbite degli elettroni degli atomi adiacenti, formando con essi i cosiddetti *legami di covalenza*.

Tali legami non sono di tipo elettrostatico, ma costituiscono semplicemente una partecipazione, un prestito reciproco e momentaneo fra atomi; vale a dire che un elettrone a tratti si può considerare appartenente ad un atomo, a tratti appartenente ad un altro atomo immediatamente vicino.

Secondo questo meccanismo ciascun elettrone, per ogni frazione della sua traiettoria, è legato agli elettroni degli atomi vicini, e poichè lo stesso avviene anche per questi ultimi ne consegue che non esistono più elettroni liberi, essendo tutti vincolati a questi legami di covalenza.

Viene così a mancare la possibilità fisica che tali elettroni si spostino e cambino di

orbita, sicchè un cristallo di questo tipo (cioè germanio e silicio puri e alle basse temperature) è un isolante pressochè perfetto.

Si è specificato a basse temperature, perchè a temperature di ambiente normale il germanio ed il silicio sono caratterizzati da una certa conduttività, anche se prodotti con i sistemi più moderni e perfezionati.

Un primo motivo cui imputare questa parziale conduttività è la presenza di pur minime traccie di impurità.

Un secondo motivo deriva dalla possibilità (dovuta all'agitazione termica) che un qualche elettrone di valenza si svincoli dal suo legame di covalenza e divenga così una carica vagante.

A normale temperatura ambiente l'energia di movimento degli elettroni è già sufficiente per far sì che essi si liberino dai loro legami in numero non trascurabile e formino così una *corrente di fuga* facilmente rilevabile.

Se poi questa energia (cinetica) viene accresciuta artificialmente dall'esterno, mediante luce o calore, aumenta il numero di elettroni di valenza liberi, e di conseguenza anche la corrente di fuga.

Per valori elevati di temperatura la conduttività diventa elevatissima e non più regolabile.

Per questo motivo non è possibile usare il germanio a temperature superiori ai 90° C ed il silicio oltre i 160° C.

BANDE DI ENERGIA

Le differenze di comportamento fra germanio e silicio, per quanto riguarda la corrente di fuga e le modalità rispettive di funzionamento, possono essere spiegate un po' più rigorosamente.

Premettiamo che tutte le orbite elettroniche, e quindi in particolare anche la più esterna, quella di valenza, non sono definite da un livello energetico sempre identico e rigoroso, ma da un insieme di possibili livelli, contenuto statisticamente entro un certo intervallo, non troppo ampio ma neanche trascurabile.

Quindi l'orbita di valenza è caratterizzata non già da un valore unico, bensì da una *banda energetica*, cioè da una striscia comprendente i valori energetici di ciascuno dei suoi elettroni, valori non rigorosamente uguali.

Risulta perciò evidente che anche il valore di energia per cui gli elettroni riescono ad uscire dalla loro orbita non è unico, bensì variabile da elettrone ad elettrone; cosicchè esiste, oltre la *banda di valenza* suaccennata, anche una *banda di conduzione*, che comprende cioè i valori energetici per cui, nel materiale in esame, gli elettroni si possano liberare e si verifichi la conduzione.

Il livello energetico di conduzione è collocato ovviamente al disopra di quello di valenza come mostra la fig. 173, che riporta in diagramma i diversi livelli entrocontenuti nelle due bande.

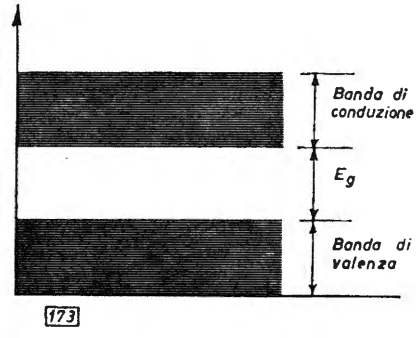


Fig. 173 - Bande di energia.

Orbene, il salto che separa queste due bande, e cioè l'energia che gli elettroni devono ricevere in più per uscire di orbita, vale:

$E_g = 0{,}72$ eV (per il germanio)

$E_g = 1{,}1$ eV (per il silicio)

Di questi valori, lo 0,72 è abbastanza facilmente fornibile dall'energia termica derivante da normali temperature ambiente, mentre per raggiungere 1,1 occorrono temperature molto superiori.

Nota - Nella fisica atomica le energie legate alle particelle che compongono l'atomo vengono misurate in **elettron - volt** (eV). Tale unità corrisponde all'energia di moto che la carica di un elettrone acquisisce quando si sposta fra due punti di un campo elettrico tra i quali esista la d.d.p. di 1 volt.

S'intuisce così il vantaggio del silicio rispetto al germanio per quanto concerne le correnti di fuga e le temperature di lavoro. Analizziamo ancora il comportamento all'interno di queste due bande.

Quando, in seno alla banda di valenza, un elettrone riceve dall'esterno un'energia sufficiente, il suo livello energetico può superare E_g, ed esso può così portarsi nella banda di conduzione.

Ne consegue che, nella banda di valenza, il posto occupato precedentemente dall'elettrone rimane vuoto.

Questo vuoto può allora essere occupato da un altro elettrone che si trovi nella banda stessa; esso pure passerà alla banda di conduzione lasciando un ulteriore vuoto, e così via.

Quindi, come conseguenza di questo scambio, gli elettroni saltano da un atomo all'altro in una certa direzione, costituendo una corrente elettronica.

Per contro, secondo la direzione opposta, si verifica un flusso di questi *vuoti* (o *buchi* o *lacune*), i quali parimenti costituiscono una corrente che, dati gli opposti segni delle cariche, si somma con la precedente.

Si ha così una conduzione (invero piuttosto modesta) per movimento di elettroni nella banda di conduzione, e per movimento di vuoti nella banda di valenza.

Il tipo di conduzione qui considerato viene indicato col nome di *conduzione intrinseca.*

IMPURITA'

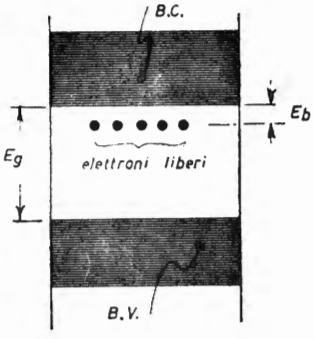
Si passi ora ad inserire nel cristallo (di germanio, come esempio particolare) tracce dosate di elementi diversi opportunamente scelti; si suol dire che in tal modo l'elemento viene « drogato ».

Immettiamo, per esempio, in un gruppo di atomi di germanio, che ha 4 elettroni di valenza, cioè 4 elettroni rotanti nell'ultima orbita, un atomo di antimonio, che ha 5 elettroni di valenza.

Nelle figg. 174 e 175 rispettivamente sono rappresentati i vari atomi coi relativi legami di covalenza, e le bande energetiche, mettendo in evidenza, in ambedue i casi, gli elettroni liberi o, come si dice, non saturati.

Poichè l'antimonio è pentavalente, resta un elettrone libero da legami di covalenza, elettrone che quindi può diventare facilmente carica libera, e portarsi ad un livello energetico molto prossimo al livello inferiore della banda di conduzione, cosicchè basta una piccola energia per farlo saltare nella banda di conduzione stessa.

Questa piccola energia è rappresentata da E_b nella fig. 175.



175

Fig. 175 - Bande energetiche (impurità donatrice).

174

Fig. 174 - Legami elettronici.

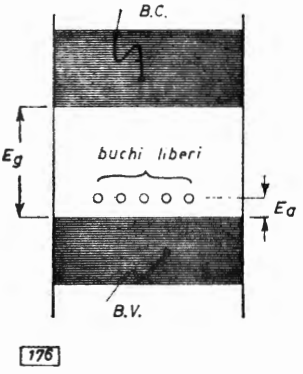
G = atomo di germanio.
A = atomo di antimonio.
e = elettrone libero.

Basterà quindi fornire dall'esterno la E_b perchè nel semiconduttore si manifesti la conduzione.

L'impurità pentavalente usata in questo caso per il drogaggio si chiama *donatrice.*

Supponiamo ora invece d'introdurre nel germanio un elemento trivalente, per esempio l'indio: abbiamo così solamente 3 legami di covalenza soddisfatti e, al posto del 4° legame, un buco.

Fig. 176 - Bande energetiche (impurità accettatrice).



176

Questo buco si assetta ad un livello energetico molto prossimo al limite superiore della banda di valenza, come in fig. 176.

In tal caso basta allora una piccola energia, pari ad E_a, perchè un elettrone esca dalla banda di valenza e vada ad occupare uno di questi vuoti, lasciandone così libero uno nella banda di valenza stessa.

Il fenomeno via via si ripete e quindi questo buco, o vuoto, si muove, spostandosi praticamente entro la banda di valenza, e di nuovo si ha conduzione.

L'impurità trivalente ora usata si chiama *accettatrice.*

Le energie di attivazione ora introdotte, indicate con E_b ed E_a, sono pari a 0,01 eV per il germanio e 0,05 eV per il silicio (comunque molto inferiori ad E_g).

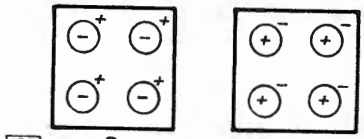
La quantità di calore presente in un ambiente a temperatura media può fornire una energia di attivazione di circa 0,025 eV, e perciò il germanio, già a temperatura ambiente, risulta attivato, con conseguente corrente di conduzione intrinseca non indifferente.

Il silicio invece richiede molto di più; però in esso si ha ugualmente una, se pur piccola, attivazione, perchè i valori dati per le relative energie sono medi (statistici), e quindi possono anche verificarsi, come in effetti avviene, valori di picco che li superino con legge del tutto caotica.

In conseguenza della distribuzione delle cariche libere finora descritta, il primo tipo esaminato di cristallo drogato (impurità donatrice) viene indicato con *tipo N;* il secondo (impurità accettatrice) viene indicato con *tipo P,* come schematicamente rappresentato in fig. 177.

Nel *tipo N* allora il meccanismo della conduzione si verifica mediante atomi fissi ioniz-

Fig. 177 - Schematizzazione di cristalli di tipo P ed N.



177

zati positivamente e cariche libere negative (elettroni), mentre nel *tipo P* esso si manifesta mediante atomi fissi ionizzati negativamente e cariche libere positive (buchi).

Il tipo di conduzione ora considerato, cioè per impurità, è detto *conduzione estrinseca.*

GIUNZIONE P N

Supponiamo ora di portare a contatto due cristallo, uno di tipo P e uno di tipo N.

A causa dell'agitazione termica, le cariche libere nelle immediate vicinanze della superficie di contatto attraversano la superficie stessa da ambo le parti; si ha cioè, in conseguenza del contatto intimo, una diffusione di cariche entro i due blocchi cristallini.

Appena passata la superficie di contatto, le cariche libere si combinano con quelle di segno opposto che trovano, e quindi si neutralizzano a vicenda (ciò solo nelle immediate vicinanze).

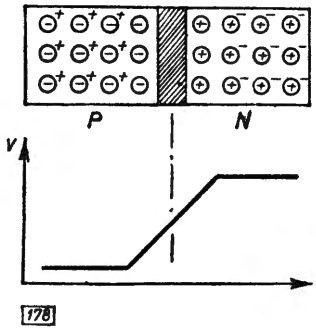
Si crea così, per un piccolissimo spessore attorno alla superficie di contatto, una zona di cariche neutralizzate, detta *giunzione.*

Ai lati di questa giunzione, a causa della migrazione delle cariche libere che neutralizzano quelle fisse, queste ultime rimangono non compensate, e quindi si ha una distribuzione non nulla di cariche, ovviamente di segno opposto sui due lati.

Si ha cioè un « salto di potenziale » crescente da P ad N, detto anche *barriera*, come mostra la fig. 178.

La neutralizzazione delle cariche libere è limitata alla zona della giunzione, perchè il salto di tensione subito formatosi impedisce la propagazione delle cariche verso l'interno e quindi impedisce l'ulteriore neutralizzazione.

Fig. 178 - Giunzione PN e barriera di potenziale.



Si applichi ora una f.e.m. E dall'esterno, in modo da polarizzare positivamente N rispetto a P.

Le rispettive polarizzazioni sono tali che la f.e.m. della giunzione e quella esterna si sommano, ostacolando ulteriormente il movimento di cariche (fig. 179).

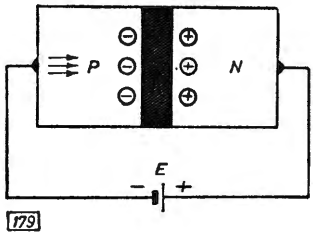
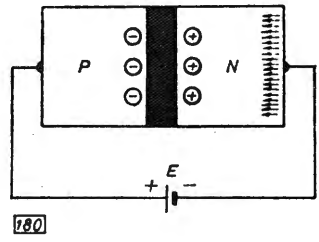


Fig. 179 - Giunzione PN con polarizzazione inversa.

Se invece si inverte il segno della polarizzazione esterna, la barriera di potenziale alla giunzione risulta diminuita e con essa la resistenza opposta al passaggio delle cariche.

Con opportuni valori di E si potrà anche arrivare ad invertire la polarità della barriera, così da attrarre le cariche (invece che bloccarne od ostacolarne il passaggio) come in fig. 180.

Fig. 180 - Giunzione PN con polarizzazione diretta.



La curva che indica l'andamento e l'entità delle cariche, cioè della corrente, nei due casi ora esaminati e in tutti quelli intermedi, è quella di fig. 181.

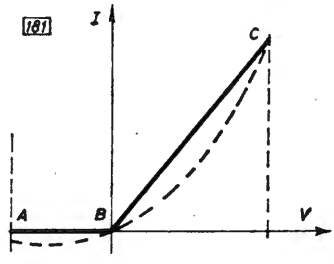


Fig. 181 - Caratteristica tensione/corrente in una giunzione PN (il tratto AB corrisponde al caso di fig. 179, il tratto BC a quello di fig. 180).

In essa l'andamento continuo non è reale, perchè prescinde dall'effetto di quelle cariche che non rispettano la natura unidirezionale del semiconduttore.

In realtà l'andamento della corrente del diodo è quello tratteggiato, nel quale è appunto messo in conto l'effetto della conduzione intrinseca.

Concludendo, il dispositivo ora illustrato, l'unione cioè di due cristalli, uno di tipo P ed uno di tipo N, per la caratteristica di conduzione, più o meno netta, se ai suoi capi è applicata tensione di una certa polarità, di interdizione se la tensione applicata è di polarità opposta, costituisce l'equivalente (a semiconduttore) del diodo a vuoto.

GIUNZIONE DOPPIA

I blocchetti di materiale semiconduttore messi a contatto siano ora tre, di cui due di tipo P ed uno di tipo N (per esempio), intercalati e polarizzati come in fig. 182.

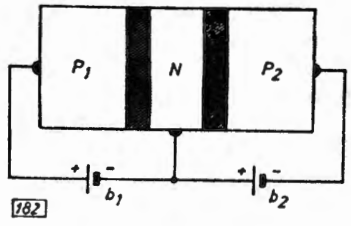


Fig. 182 - Giunzione PNP (P_1 positivo rispetto a N). (P_2 negativo rispetto a N).

Nella giunzione P_1, la barriera viene neutralizzata da b_1, e si ha quindi una circolazione di corrente, costituita da buchi, da P_1 verso N.

Se in N questi buchi non vengono catturati o non si ricombinano, essi passano in P_2, ove trovano, ad una certa distanza dalla giunzione, gli elettroni che vengono forniti dalla b_2 e con essi si ricombinano.

In P_2 si ha cioè una circolazione di corrente di poco inferiore a quella che circola in P_1, purchè beninteso in N non avvengano ricombinazioni o fughe.

Infatti, per evitare che le lacune provenienti da P_1 si combinino in N o si dirigano verso b_1, N viene realizzato ad alta resistività e di piccolo spessore; ciò migliora anche il comportamento alle alte frequenze.

Nell'insieme del dispositivo, che costituisce un *transistore*, la zona P_1 si chiama *emettitore;* la zona N si chiama *base;* la zona P_2 si chiama *collettore.*

Riassumendo, nel caso esaminato, cioè in un transistore PNP, la base ed il collettore sono negativi rispetto all'emettitore; la base però è molto meno negativa del collettore.

Ragionamento perfettamente analogo, ed ovviamente opposto, si può fare per la giunzione doppia NPN, nella quale quindi base ed emettitore sono negativi rispetto al collettore, e circa nella stessa entità del caso precedente.

La rappresentazione del transistore nelle due soluzioni realizzative è indicata in fig. 183.

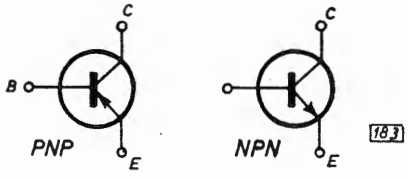


Fig. 183 - Simbolo grafico dei transistori.

Dell'utilità delle caratteristiche del transistore può trarsi un'idea immediata ripensando a quanto finora detto.

Si è infatti posta in evidenza la presenza di due giunzioni a resistività molto diversa (poichè una è polarizzata in senso diretto ed una in senso inverso), percorse però praticamente dalla stessa corrente.

Ne consegue che, se entro la giunzione a bassa resistenza si fa scorrere una certa corrente derivante dall'applicazione di un segnale a detta giunzione (che in tale funzione è da considerarsi come ingresso), sulla giunzione polarizzata inversamente, cioè ad alta resistenza, si localizza un segnale molto più ampio di quello d'ingresso (basta pensare alla legge di Ohm); si è così ottenuta un'amplificazione di tensione, legata ad una di corrente.

Spingendo allora l'analogia funzionale di tale dispositivo con l'amplificatore a tubi elettronici, i rispettivi elettrodi si corrispondono come segue:

base = griglia

emettitore = catodo

collettore = anodo

TECNICHE DI COSTRUZIONE E TIPI DI TRANSISTORI

Nella trattazione teorica, fin qui condotta, del funzionamento intimo delle giunzioni semplici, si sono considerati e rappresentati blocchi cristallini di dimensioni uguali, affacciati e messi a contatto; ciò per maggiore evidenza grafica e per una più comoda schematizzazione.

In pratica, dal punto di vista tecnologico e costruttivo, è in primo luogo essenziale che, per un accettabile funzionamento anche a frequenze non troppo basse, lo strato centrale della doppia giunzione che costituisce il transistore, e cioè la base, sia molto sottile (come già si è accennato).

In secondo luogo osserviamo che non si possono costruire transistori, cioè formare barriere di giunzione, semplicemente ponendo a contatto lastrine di materiale semiconduttore.

Esistono svariati sistemi per ottenere le zone di opposta conducibilità, i quali, assieme alle forme che di conseguenza queste zone assumono, determinano differenti caratteristiche funzionali possedute dai transistori, che appunto dalle diverse tecnologie prendono il nome del tipo.

Accrescimento e lega

Il primo transistore a giunzione prodotto era del tipo cosiddetto *ad accrescimento*, come schematizzato in fig. 184.

Il sistema consiste nel partire con una barra di cristallo drogato, per esempio, di tipo N (appunto ottenuta per accrescimento) e nel trattarlo in modo tale che si producano delle zone di conducibilità P su ciascuna faccia esterna del blocco, il quale invece resta a conducibilità N.

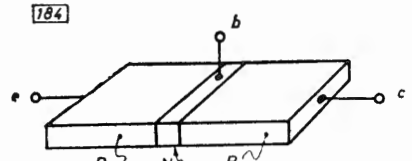


Fig. 184 - Transistore ottenuto per accrescimento.

Il transistore *a lega* è rappresentato in fig. 185.

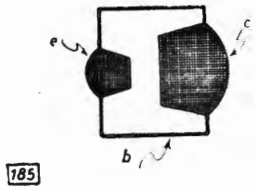


Fig. 185 - Transistore ottenuto per lega.

L'elemento base è una piastrina di germanio N, sulle due superfici opposte della quale sono posti due blocchetti di indio; la formazione di tali blocchetti a temperatura opportunamente elevata fa sì che si ottengano due zone (di contatto) in lega germanio-indio, di tipo P, in mezzo alle quali resta un leggero strato N.

Le stesse tecniche ora sommariamente descritte valgono ovviamente anche per la costruzione dei transistori NPN.

Diffusione

Nei transistori realizzati secondo le tecniche precedenti il tempo impiegato dalle cariche ad attraversare la base non è trascurabile e anzi, col crescere della frequenza già oltre le audiofrequenze, l'effetto di questo ritardo può diventare intollerabile.

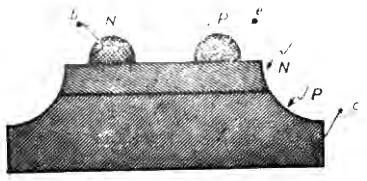
Un sistema per ridurre tale tempo di transito consiste nel variare la concentrazione delle impurità attraverso lo spessore della regione di base; così facendo, infatti, la distribuzione opportunamente non uniforme ed irregolare delle cariche entro la base produce un campo elettrico, il cui effetto è di accelerare il passaggio delle cariche attraverso lo spessore della base stessa.

Il tipo più comune di transistore ottenuto per *diffusione* è il cosidetto *drift*, la cui frequenza di taglio può arrivare fin verso i 100 MHz.

Una forma costruttiva particolare caratterizza un altro tipo, il cosiddetto *mesa* (fig. 186), la costruzione della quale congloba (come spessissimo capita per altri tipi di transistori) varie tecnologie.

Sulla lastrina di base, di tipo N, ottenuta per diffusione, è fissato (con tecnica per lega) un blocchetto di materiale di tipo P, che co-

Fig. 186 Transistore Mesa



186

stituisce l'emettitore, ed uno di tipo N, che costituisce la base; la forma di questi successivi depositi può essere qualsiasi.

Questa tecnica di costruzione permette di ottenere una discreta dissipazione di collettore (si può giungere quasi ad 1 Watt) ed una frequenza di taglio di molte centinaia di MHz (la capacità base-collettore risulta infatti piuttosto bassa).

Tecnica epitassiale

Consiste nel depositare, normalmente sullo strato di collettore (drogato in modo da presentare bassa resistività) una sottile pellicola (quasi uno strato monocristallino) di semiconduttore dello stesso tipo, ma ad alta resistività).

Con tale sistema si ottengono resistenze interne (di saturazione) molto basse.

Tecnica planare

Essa sfrutta la tecnica della diffusione attraverso una mascheratura di ossido, cosicchè ne risulta che le giunzioni si formano sotto uno strato protettivo (appunto costituito dall'ossido).

Il vantaggio principale rispetto ai tipi ora visti consiste nella bassissima corrente inversa e nel buon comportamento anche lavorando con correnti molto piccole (oltre alle elevate prestazioni sulle alte frequenze).

PRINCIPALI PARAMETRI DEI TRANSISTORI

Il più tipico parametro, poichè quello più comunemente usato nelle applicazioni dei transistori, è il numero che esprime il rapporto fra la corrente che scorre nel collettore e quella che detta corrente ha provocato, cioè la corrente di base (si è infatti posto in evidenza come il transistore sia essenzialmente un amplificatore di corrente), ed è chiamato *coefficiente di amplificazione di corrente.*

Questo parametro è comunemente indicato con β oppure Hfe, e vale quindi:

$$\beta = Hfe = \frac{I_c}{I_b}$$

Esso non è immutabile per un certo tipo di transistore, ma anzi è una funzione multipla delle varie condizioni d'impiego.

La dipendenza più diretta del β è dalla corrente di collettore; però non ne è direttamente proporzionale ed anzi diminuisce sensibilmente per valori di corrente molto alti e molto bassi.

Avendo già accennato all'influenza della temperatura sulla corrente che passa nei transistori, è facilmente comprensibile come, di riflesso, anche il β sia funzione (crescente) della temperatura.

Questo parametro definisce l'amplificazione del transistore in condizioni statiche; ad esso è legato un altro parametro, che definisce invece il comportamento del transistore in alta frequenza.

Si tratta, più precisamente, della:

f_T (oppure f_1) = frequenza alla quale il guadagno in corrente si riduce all'unità.

Questo valore, di uso comune e di notevole utilità, definisce in certo modo la massima frequenza cui un transistore può funzionare.

Tuttavia, per ottenere risultati veramente buoni, non è opportuno usare il transistore, sia come amplificatore che come oscillatore (libero), a frequenze superiori a qualche frazione (10 ÷ 30 %) di f_T.

Altri parametri di una certa importanza sono rappresentati dalle massime tensioni di impiego; essi hanno solo uno scopo di verifica, ma sono sempre da tener presenti.

Il più tipico è la V_{CEO}, che rappresenta la massima escursione di tensione tollerabile ai capi del transistore prima che la corrente entro questo salga a valori pericolosi.

Occorre allora tener presente che, nel normale uso dei transistori come amplificatori

o oscillatori, la tensione di alimentazione non deve superare la metà di V_{CEO}.

Se poi l'amplificatore (nel caso di trasmissione) viene modulato, la tensione di alimentazione non deve superare 1/4 di V_{CEO}.

CURVE CARATTERISTICHE

I parametri necessari al dimensionamento dei circuiti a transistori sono riportati sui manuali appositi in diagrammi, in modo analogo a quanto visto per i tubi elettronici.

Per i transistori però, poichè la base assorbe corrente in tutte le classi d'impiego, le curve caratteristiche sono in numero superiore.

La caratteristica di collettore (I_c e V_c in funzione di I_{bc}) ha andamento simile a quello dei pentodi (fig. 187).

In fig. 188 è invece riportata la caratteristica di base, che permette di ottenere V_{bc} note I_c e I_{bc}.

Oltre a queste (ed altre) caratteristiche, che si chiamano statiche, vengono anche

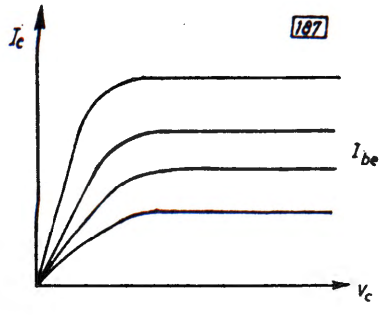
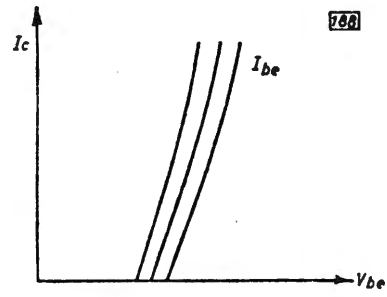


Fig. 187 - Caratteristiche di collettore.

spesso riportate sui manuali le caratteristiche dinamiche, che, in funzione delle condizioni di lavoro del transistore, ne danno per esempio i valori di impedenza d'ingresso e d'uscita.

Occorre infatti ricordare che, il diodo base-emettitore essendo polarizzato direttamente, e quindi percorso da corrente, l'impedenza vista ai capi di questo diodo, vale a dire la impedenza d'ingresso, è sempre piuttosto bassa; la stessa cosa, anche se non nella stessa entità, si presenta per il collettore, essendo questo in genere alimentato con tensione di pochi volt o decine di V.

Fig. 188 - Caratteristiche di base.



Poichè inoltre questi parametri variano in funzione del punto di lavoro e della frequenza (e spesso in modo pronunciato) è molto importante conoscerli per poter effettuare gli opportuni adattamenti alle restanti parti del circuito.

POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTORI

Già si è accennato alle polarizzazioni che devono essere applicate alle singole giunzioni affinchè il funzionamento dei transistori sia corretto e le caratteristiche siano quelle volute.

Per ampliare gli accenni già dati, cominciamo col rappresentare, in fig. 189, le polarità degli elettrodi di ambedue i casi di transistori PNP ed NPN.

La conseguenza della applicazione della batteria V_b in ambo i casi produce nel diodo base-emettitore il passaggio di una corrente il cui effetto è rappresentato da un'altra corrente, di valore pari a quella di base moltiplicata per β, che vediamo scorrere entro il circuito collettore-emettitore.

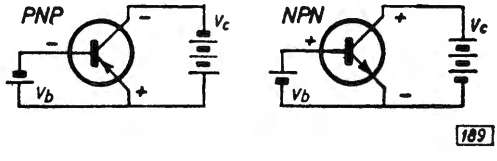


Fig.189 - Polarizzazione dei transistori.

Ma per far scorrere corrente in base non è certo indispensabile l'uso di una batteria, che si indica solo a scopo di schematizzazione.

Il sistema più semplice per ottenere la polarizzazione necessaria è invece quello di fig. 190.

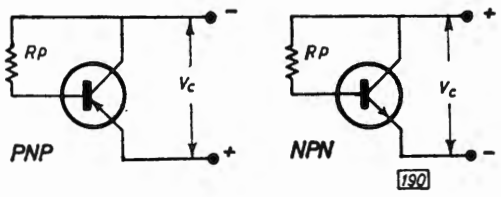


Fig. 190 - Polarizzazione automatica.

Poichè la base, rispetto all'emettitore, deve avere la stessa polarità del collettore, ma tensione molto inferiore, basta allora inserire, fra base ed alimentazione di collettore, una resistenza di caduta che permetta di ottenere, da V_c, il necessario valore V_b.

In pratica cioè la resistenza R_p è il ramo alto del partitore il cui ramo basso è la resistenza rappresentata dal diodo base-emettitore; questo infatti equivale ad una resistenza che, con ai capi una tensione V_b, lascia passare una corrente I_{be}.

Per inciso, e mediamente, il valore di V_b per i transistori al germanio si aggira sui 200 mV per i normali amplificatori di bassi segnali (classe A), e cresce fino oltre 1 V per i transistori di forte potenza; per quelli al silicio il valore minimo è circa 700 mV e giunge fino oltre i 2 V.

Passando allora alla fig. 191, per dimensionare R_p basta applicare la legge di Ohm; si ha quindi:

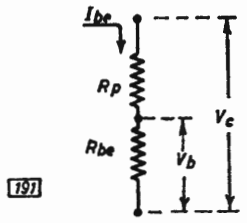
$$R_p = \frac{V_c - V_b}{I_{be}}$$

In ogni caso il valore di I_{be} si ottiene dividendo per β il valore di corrente di collettore che si desidera far passare in circuito.

È noto però che la corrente di collettore di un transistore consiste di due componenti, una provocata e regolata dalla corrente di base secondo la relazione ora vista, l'altra invece consistente nella corrente inversa o di fuga, causata dalla scissione dei legami di covalenza per motivi termici.

Si è altresì visto come questa corrente (derivante dalla conduzione intrinseca) sia molto diversa nei due casi di germanio e silicio; in particolare nel silicio essa è inferiore di centinaia o migliaia di volte a quella del germanio; quindi nell'uso dei transistori al silicio, e nei casi in cui le condizioni termiche e le richieste di stabilità non siano veramente gravose, il sistema di polarizzazione ora descritto è pienamente sufficiente.

Fig. 191 - Schematizzazione del circuito di polarizzazione.



Nell'uso dei transistori al germanio invece, già a temperature di qualche decina di gradi, la corrente di fuga può diventare una frazione non trascurabile della corrente totale di collettore.

Le conseguenze sono almeno due, ed entrambe negative.

In primo luogo, poichè la corrente di collettore regolata dalla base viene ad essere solo una percentuale della corrente totale, della stessa percentuale viene ridotta la possibilità di amplificazione del circuito.

In secondo luogo l'aumento della corrente di collettore per effetto della corrente di riposo provoca sul transistore un ulteriore aumento di temperatura, il che di bel nuovo porta ad un aumento della conduzione intrinseca, e così via; si innesca cioè un fenomeno di instabilità termica che, se non si inseriscono nel circuito elementi che possano limitarne gli effetti, può portare alla distruzione del transistore.

Occorre allora procedere alla stabilizzazione della corrente di collettore, vale a dire ad una autoregolazione della polarizzazione di base.

Essa viene realizzata, secondo il sistema più classico ed efficace, come appare in fig. 192.

Il comportamento di questo circuito è il seguente: se, per effetto di un aumento di temperatura, la corrente di emettitore tende a crescere, cresce ovviamente anche la V_e.

Poichè la V_b, essendo ottenuta da un partitore, è sufficientemente stabile, il suo valore resta pressochè costante; quindi V_{be} tende a

diminuire, il che comporta la diminuzione della corrente di collettore: si vede così come il sistema tenda ad opporsi alle variazioni di origine termica.

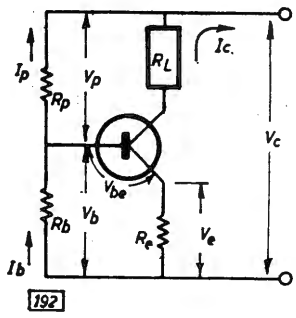


Fig. 192 - Circuito di stabilizzazione della polarizzazione.

Esistono criteri e formule per stabilire esattamente il valore di R_e onde ottenere il voluto grado di stabilizzazione.

Con approssimazione e risultati sufficientemente buoni nella maggior parte dei casi, può essere seguito (e molto spesso lo è) il sistema che viene ora descritto.

Si fissa, come caduta di tensione tollerabile sulla resistenza di emettitore, una percentuale della tensione di alimentazione, che per i normali amplificatori di bassi segnali vale:

$$V_e = \frac{1}{4} \div \frac{1}{6} V_c$$

Quindi, fissato V_e, si ricava R_e dalla:

$$R_e = \frac{V_e}{I_c}$$

Ora, conoscendo R_e, il valore di R_b può essere determinato con considerazioni sul grado di stabilizzazione voluto.

Può essere pure fissato empiricamente (comunque in base all'esperienza derivante dai calcoli teorici), scegliendo $R_b = 5 \div 10\ R_e$.

Maggiore è la criticità del circuito, minore deve essere il valore di R_b.

Poichè conosciamo anche $V_b = (V_e + V_{be})$, possiamo subito trovare:

$$I_b = \frac{V_b}{R_b}$$

La resistenza R_p è percorsa sia dalla I_b che dalla corrente di base vera e propria I_{bc}.

Il suo valore quindi si trova mediante la:

$$R_p = \frac{V_p}{I_p} = \frac{V_c - V_b}{I_b + I_{bc}}$$

A questo circuito tipico possono essere apportate varie elaborazioni, che si possono ripercuotere in modo più o meno diverso sia sul comportamento in corrente continua, sia su quello a segnali alternati.

In genere comunque, ai capi di R_e è posto un condensatore analogamente a quanto visto per la R_k dei tubi.

Può essere utile precisare che nei normali amplificatori di segnale, le correnti di collettore si aggirano su $1 \div 3$ mA.

Nei transistori planari al silicio si può lavorare anche con I_c dell'ordine di poche decine di μA, pur conservando l'amplificazione valori decisamente elevati.

Per i transistori di potenza invece, valori normali di correnti possono ammontare anche a diversi A.

Vediamo ora, a titolo di esempio, come dimensionare i due circuiti di polarizzazione esaminati, iniziando dal circuito di fig. 190.

Supponiamo di conoscere, dalle caratteristiche del transistore impiegato, il valore di $\beta = 50$ per una corrente di lavoro scelta pari a $I_c = 2$ mA.

Sarà allora $I_{bc} = \frac{I_c}{\beta} = \frac{2}{50} = 0{,}04$ mA.

Sempre dal tipo di transistore impiegato (e dalle sue condizioni di lavoro) sappiamo che $V_b = 0{,}7$ V (transistore al silicio).

Avendo fissato $V_c = 12$ V, avremo:

$$R_p = \frac{12 - 0{,}7}{0{,}04 \cdot 10^{-3}} = \frac{11{,}3}{0{,}04 \cdot 10^{-3}} = 282.000 \text{ ohm}$$

Passiamo ora al caso di polarizzazione stabilizzata, al tipo cioè più elaborato ma sicuro (fig. 192)

Sia ancora $V_c = 12$ V $\quad I_c = 2$ mA $\quad \beta = 50$

Fissiamo una caduta su R_e di 2 V.

Sarà allora: $R_e = \frac{2}{0{,}002} = 1.000$ ohm

Poniamo ora $R_b = 10\ R_e = 10.000$ ohm

Usando un transistore al germanio, avremo circa $V_{be} = 0{,}2$ V, talchè $V_b = 2 + 0{,}2 = 2{,}2$ V

Discende allora che $I_b = \frac{2{,}2}{10 \cdot 10^3} = 0{,}22$ mA

ed infine $R_p = \frac{12 - 2{,}2}{0{,}22 + 0{,}04} = \frac{9{,}8}{0{,}26} = 41.500$ ohm

CLASSI DI FUNZIONAMENTO DEI TRANSISTORI

La suddivisione del funzionamento dei transistori in classi rispecchia esattamente le caratteristiche generali fissate ed esaminate per le valvole, salvo che i valori e le modalità di polarizzazione dei due dispositivi sono piuttosto diverse, anzi quasi antitetiche.

Infatti, se in un tubo normale la griglia ha lo stesso potenziale del catodo (ha cioè polarizzazione zero), entro il tubo passa una corrente più o meno notevole, e comunque esso si trova in uno stato di conduzione elevata; per contro, se un transistore ha la propria base allo stesso potenziale di emitter, esso è nettamente interdetto.

Quindi le zone di polarizzazione che contraddistinguono le classi di funzionamento dei transistori sono nettamente traslate rispetto a quanto visto per i tubi (a parte le ampiezze delle tensioni, notevolmente minori).

Si può prendere, per meglio chiarire il meccanismo, come punto di riferimento, il caso della base avente la stessa tensione dell'emitter, cioè mancante di polarizzazione.

In tali condizioni, il transistore lavora, seppur non ancora nettamente, in classe C; infatti, ricordando quanto detto sul comportamento fisico dei semiconduttori, esiste, sia per il germanio che per il silicio, una soglia di conduzione, cioè un certo piccolo valore di polarizzazione (0,15 ÷ 0,20 V per il germanio, 0,6 ÷ 0,7 V per il silicio) al di sotto del quale (e verso lo zero) la conduzione entro il semiconduttore è estremamente modesta.

Nel caso quindi dell'esempio ora fatto, mancando cioè la polarizzazione, è come se il transistore fosse polarizzato inversamente (di una tensione pari al valore di soglia), e cioè oltre la classe B verso la C.

Possiamo altresì affermare che il funzionamento in classe B avviene in un intervallo di tensione di polarizzazione molto ristretto, attorno appunto al valore della soglia di conduzione del transistore usato.

Quindi un transistore funziona in classe A quando esso è polarizzato nettamente sopra la soglia ed è pilotato da segnali di entità tale da non oltrepassare le zone di linearità.

Un transistore funzione in classe C se la base risulta, rispetto all'emitter, di polarità opposta a quella del collettore; ciò può ottenersi sia con opportuna sorgente di tensione, sia con resistenza posta in serie al circuito base emitter.

Le classi di funzionamento, in particolare quelle intermedie, sono naturalmente legate all'ampiezza del segnale entrante; infatti, per esempio, un transistore modestamente polarizzato può funzionare in classe A se l'entità del segnale applicato all'ingresso è molto ridotta, può invece passare a funzionare in classe B qualora il segnale d'ingresso aumenti fortemente d'intensità.

Per la scelta e le prestazioni delle varie classi vale quanto è stato detto per i tubi.

TIPI DI AMPLIFICATORI

Sempre in analogia a quanto visto per le valvole, tre sono i sistemi di realizzazione di un amplificatore a transistori, a seconda del modo in cui vengono collegati i rispettivi elettrodi in relazione ai segnali d'ingresso e d'uscita.

Analizziamo brevemente, ma separatamente, le diverse caratteristiche che ne conseguono.

Emettitore comune

È il circuito più tipico e normalmente usato (fig. 193).

Esso è caratterizzato dal guadagno (in tensione) più elevato, ciò almeno fino a molte decine e addirittura qualche centinaio di MHz.

Per basse frequenze, e nelle tipiche condizioni d'impiego come amplificatore di tensioni a bassi livelli, si possono ottenere, con tipi opportuni di transistori, guadagni di qualche centinaio di volte.

Sempre in quelle condizioni d'impiego,

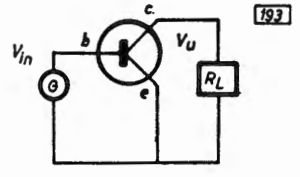
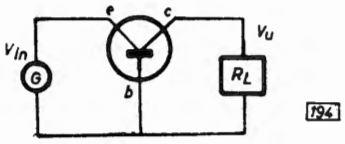


Fig. 193 - Amplificatore ad emettitore comune.

Fig. 194 - Amplificatore a base comune.



l'impedenza d'ingresso varia fra qualche centinaio e poche migliaia di ohm, e quella d'uscita è compresa fra qualche migliaio e poche decine di migliaia di ohm.

Esse diventano invece dell'ordine delle decine e centinaia di ohm rispettivamente, quando le frequenze crescono verso e oltre i 100 MHz.

Per certi transistori (al silicio), appositamente studiati per funzionare con correnti di poche decine di μA, i citati valori di impedenze, a bassa frequenza, possono essere sensibilmente superiori.

Base comune

È un tipo di montaggio molto usato in alta frequenza, in quanto offre, analogamente alle valvole, una ben maggiore stabilità (fig. 194).

Il guadagno di questo stadio, pure essendo inferiore al caso di emettitore a massa, è ancora discreto ed anzi si avvicina molto al valore di quello col crescere della frequenza (in quanto, in tal caso, il guadagno del montaggio precedente diminuisce).

L'impedenza d'ingresso è molto bassa, dell'ordine di qualche decina di ohm, quella d'uscita è di poco superiore a quella dell'emettitore comune.

Collettore comune

Tale tipo di montaggio, schematizzato in fig. 195, serve quasi esclusivamente come separatore e trasformatore d'impedenza (o meglio amplificatore di corrente).

Il guadagno in tensione è inferiore di qualche percento ad 1 (sarebbe uguale a 1 con impedenza di emettitore infinita), mentre è elevato il guadagno di corrente.

L'impedenza d'ingresso è funzione di R_L e raggiunge facilmente qualche centinaio di Kohm (ed anche qualche Mohm, usando transistori opportuni).

L'impedenza d'uscita è invece molto bassa, di qualche centinaio, o anche solo decina, di ohm.

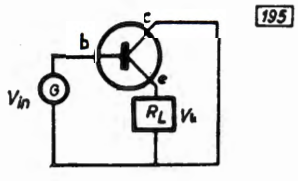


Fig. 195 - Amplificatore a collettore comune.

CARATTERISTICHE D'IMPIEGO DEI TRANSISTORI

Poichè i diversi circuiti tipici della radiotecnica sono stati a suo tempo esaminati con l'impiego dei tubi elettronici, analizziamo ora solamente le differenze salienti che derivano dall'impiego, negli stessi circuiti, dei transistori.

Sottolineiamo innanzi tutto che, a differenza delle valvole, in tutte le classi di funzionamento la base dei transistori è percorsa da corrente; questo fatto, unito alle basse tensioni in gioco, porta ad avere impedenze d'ingresso molto basse (oltre a richiedere sempre pilotaggio in potenza).

Pure basse sono le impedenze di collettore, però sempre nettamente più alte di quelle di base di almeno 5 ÷ 10 volte.

Data questa netta differenza, per ottenere il massimo guadagno da due transistori accoppiati in cascata è necessario sempre (specie nel campo delle R.F.) inserire un trasformatore di adattamento d'impedenza.

Per quanto riguarda le potenze ottenibili (riferendoci ai livelli normali nell'uso radiantistico), i transistori, specie alle basse frequenze, sono in grado di fornire pressochè gli stessi valori delle valvole; nel campo delle VHF ed UHF difficoltà tecnologiche (che d'altra parte sono di giorno in giorno in via di miglioramento) limitano ancora le potenze raggiungibili (specie se si mettono in conto anche considerazioni economiche).

Un altro punto debole dei transistori convenzionali risiede nel cattivo comportamento offerto dagli stessi ai segnali di elevata ampiezza e dinamica.

I forti segnali applicati alla base di un transistore provocano infatti un funzionamento irregolare dello stesso, finanche portando alla nascita di segnali spurii che si aggiungono a quello utile.

Nettamente legata a ciò è la inadeguatezza (salvo per qualche tipo appositamente realizzato) dei transistori ad effettuare una azione di CAV sensibile e regolare; infatti la variazione di guadagno dei normali transistori al variare della polarizzazione, oltre ad essere di entità non molto ampia, segue un andamento molto irregolare.

Fortunatamente però a diversi degli inconvenienti ora citati viene posto rimedio da un particolare tipo di transistore, di recente produzione, che esamineremo qui di seguito.

TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO (F.E.T.)

Il F.E.T. è sostanzialmente un semiconduttore che offre, alla corrente che lo attraversa, un percorso di resistenza controllata mediante l'applicazione di un campo elettrico perpendicolare alla corrente stessa.

Esaminiamo la struttura (semplificata) di un transistore ad effetto di campo, riportata in fig. 196.

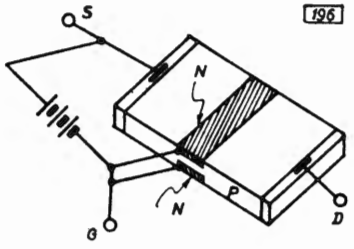


Fig. 196 - Struttura di un F.E.T.

Il complesso è costituito da una barra di semiconduttore tipo P, nelle cui zone centrali delle faccie opposte sono state introdotte delle impurità di tipo N, così da formare le giunzioni PN.

Le due regioni N sono collegate fra di loro e ad una sorgente di polarizzazione; esse sono denominate GATE (porta) e la zona fra esse compresa è chiamata *canale*.

Alle opposte estremità della barra sono ricavate due zone di contatto (cioè a bassissima resistenza); quella collegata alle sorgenti di polarizzazione di gate è detta SOURCE (sorgente), l'altra è detta DRAIN (derivatore).

Polarizzando inversamente la giunzione PN, ai due lati della stessa si genera una zona di carica spaziale, solamente entro la quale si muovono le cariche; resta così una regione centrale soggetta al campo che ne deriva, ma assolutamente libera da cariche (salvo quelle derivanti da scissione termica).

Se allora si considera la resistenza presentata dalla barra semiconduttrice fra S e D, essa viene « modulata » dalla tensione di polarizzazione della doppia giunzione, cioè dalla maggiore o minore occupazione del canale da parte della carica spaziale.

Applicando una sorgente di tensione fra source e drain, e via via aumentandola (a partire da bassi valori della stessa), le zone di carica spaziale invadono sempre più il canale, diminuendo la resistenza vista agli estremi della barra, entro la quale passa cioè una certa corrente che aumenta pressochè linearmente.

Raggiunto che si sia un certo valore della tensione drain-source (V_{DS}) tutto il canale è occupato dalla carica spaziale, cosicchè il dispositivo è saturato e la corrente non cresce più apprezzabilmente aumentando ulteriormente la V_{DS}.

L'andamento del fenomeno è rappresentato in fig. 197, in quella che non è altro che la curva caratteristica del F.E.T.

Nella zona di basse V_{DS} il dispositivo si comporta come un triodo; il valore di V_{DS} che inizia il passaggio alla saturazione (cui cioè corrisponde il canale tutto occupato dalla carica spaziale), segna l'inizio della cosiddetta zona di « pinch-off ».

La curva tracciata vale per un determinato valore di V_{GS}; per altri valori si ottengono curve traslate parallelamente, in pratica come quelle dei pentodi.

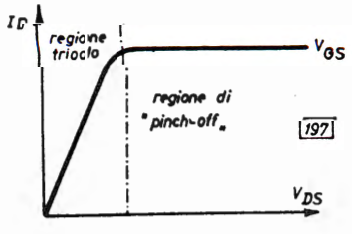


Fig. 197 - Curva caratteristica di un F.E.T.

Polarizzazione del F.E.T.

Nelle normali condizioni d'impiego il diodo gate-source è a polarizzazione inversa, e quindi non è soggetto al passaggio di alcuna corrente; ciò chiarisce il motivo per cui l'impedenza d'ingresso dei F.E.T. è molto più elevata di quella dei transistori convenzionali, e paragonabile a quella delle valvole.

Identico a queste è ad ogni modo il sistema di polarizzazione, di definizione cioè del punto di lavoro del dispositivo; la tensione di gate viene infatti ottenuta inserendo, in serie al source, una resistenza che permette di ottenere il valore necessario mediante la caduta su di essa della corrente di drain.

Analogamente a quanto visto per i transistori convenzionali, i F.E.T. possono essere prodotti combinando in due modi diversi le zone P ed N dei semiconduttori impiegati.

Si sta però affermando la versione con canale di tipo N, di cui è rappresentata, in fig. 198, sia la raffigurazione schematica che il sistema di polarizzazione.

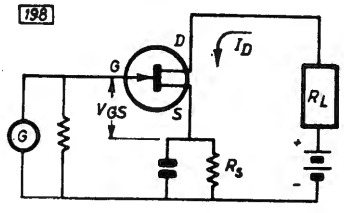


Fig. 198 - Circuito di polarizzazione di F.E.T. a canale N.

In modo perfettamente identico a quanto visto per i tubi, il valore di Rs si ottiene dalla:

$$Rs = \frac{Vgs}{Id}$$

Nel caso di F.E.T. a canale P, lo schema resta identico, salvo invertire la polarità della pila.

I M.O.S. - F.E.T.

Un ulteriore passo avanti nell'ottenimento di elevate impedenze d'ingresso (nonchè di altre più brillanti prestazioni) è stato effettuato con la tecnica del M.O.S. (Metal - Oxide - Semiconductor).

Tale definizione sta ad indicare la successione, vista entrando dal gate, degli elementi che costituiscono il dispositivo.

Infatti, in corrispondenza di tale elettrodo, sull'elemento semiconduttore che lo costituisce viene depositato un leggero strato di ossido, per esempio di silicio (che costituisce un isolante quasi perfetto); ancora sopra questo se ne deposita uno metallico (per esempio di alluminio), che costituisce il contatto ohmico per l'uscita del gate.

Diverse sono le tecniche sia di costruzione degli elementi semiconduttori che di ottenimento del gate isolato; in ogni caso il gate ha sempre la funzione di variare, a seconda della tensione applicata, la posizione e concentrazione della carica spaziale nel canale; la resistenza di questo varia di conseguenza, ed insieme ad essa, analogamente a quanto visto per il F.E.T., la corrente fra drain e source.

Le resistenze d'ingresso ottenute con questo dispositivo sono almeno sull'ordine delle decine di migliaia di MΩ, superiori quindi anche alle valvole; ad ogni modo il gate del M.O.S. F.E.T. differisce dalla griglia del tubo in quanto, data la presenza dello strato isolante, anche se il gate viene polarizzato direttamente, non si ha mai passaggio di corrente.

Il simbolo del M.O.S. F.E.T. (ancora di tipo N) è indicato in fig. 199, in cui ne è data una rappresentazione schematica d'impiego.

L'elettrodo indicato con B (contrassegnato dalla freccia) rappresenta il corpo supportante, cioè la barra semiconduttrice che funge da substrato, e che viene indicata con BULK.

Normalmente esso viene collegato allo stesso potenziale di source, ma può anche essere sfruttato come secondo elettrodo di controllo, in quanto la sua polarizzazione agisce sull'andamento della corrente di drain.

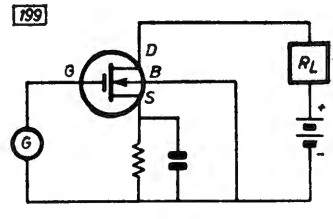


Fig. 199 - Circuito di polarizzazione di M.O.S. F.E.T.

Vengono attualmente costruiti anche dei M.O.S. F.E.T. a doppio gate, nei quali sono cioè presenti due elettrodi d'ingresso ben distinti e con ampie possibilità di controllo: insomma, dei veri e propri tetrodi.

Di norma si applica al primo gate il segnale da manipolare, al secondo eventuali tensioni di controllo, oscillatori locali, ecc.

Ad ogni modo, la tecnica di questi dispositivi è ancora in evoluzione, dal che conseguiranno possibili modifiche e migliorie.

Caratteristiche di comportamento del F.E.T.

Riassumiamo brevemente in cosa i F.E.T. si differenziano dai transistori convenzionali, costituendone spesso un netto passo avanti.

Già si è accennato alla sensibile differenza di impedenza d'ingresso.

Ma un altro vantaggio importantissimo dei F.E.T. risiede nell'abilità degli stessi a manipolare segnali di notevole ampiezza senza apportare ad essi sensibili deformazioni e senza che ne nascano emissioni spurie.

Contemporaneamente (ed in relazione a ciò) questi dispositivi, in particolare i M.O.S. F.E.T., permettono, regolandone la tensione di gate, notevolissime escursioni di guadagno, con andamento sensibilmente lineare; il che vuol dire che l'eventuale azione di C.A.V. si può ottenere con brillanti risultati.

È ancora piuttosto indietro invece la tecnica per ottenere F.E.T. di potenza.

DIODI A GIUNZIONE

Riallacciandosi a quanto detto esaminando il comportamento di una giunzione PN, questo dispositivo, a parte le varie modalità di costruzione, si presta a sostituire, quasi sempre con vantaggio, il diodo a vuoto (o a gas) in tutte le applicazioni fin qui esaminate.

Analogamente ai transistori, questo dispositivo può essere realizzato usando germanio o silicio, con varie sostanze o percentuali di drogaggio.

Questi due tipi di materiale definiscono, abbastanza in generale, gli impieghi caratteristici che ne conseguono.

I diodi al germanio sono quasi esclusivamente impiegati in circuiti rivelatori o raddrizzatori a bassi segnali e per basse correnti.

I diodi al silicio sono usati per gli stessi circuiti cui ora accennato, specie se a frequenze molto elevate, nonchè (in particolare) come raddrizzatori di correnti alternate, per valori di tensione e corrente anche molto elevati.

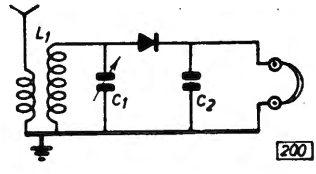
Esaminiamo brevemente ma singolarmente le diverse applicazioni.

Rivelatori per A.M.

Il circuito d'impiego di questo tipo di diodi è perfettamente identico a quello visto a suo tempo parlando dei tubi, ed anche i valori dei componenti, nonchè le prestazioni, non differiscono sensibilmente.

Per non ripetere lo stesso schema di principio, e per dare invece un piccolo esempio di pratica realizzazione, in fig. 200 è rappresentato un rivelatore che costituisce, di per sè, la più semplice versione di ricevitore.

Fig. 200 - Rivelatore A.M.



Il segnale R.F., captato dall'antenna e selezionato dal circuito risonante L1 C1, cui è trasferito mediante accoppiamento a trasformatore, viene raddrizazto dal diodo e filtrato da C2 (il cui valore si combina con l'impedenza dell'auricolare per offrire la necessaria costante di tempo).

Modulatore ad anello

Normalmente costituisce la versione a semiconduttore del modulatore bilanciato, il dispositivo studiato nel capitolo riguardante la SSB per effettuare l'eliminazione della portante (naturalmente può essere realizzato

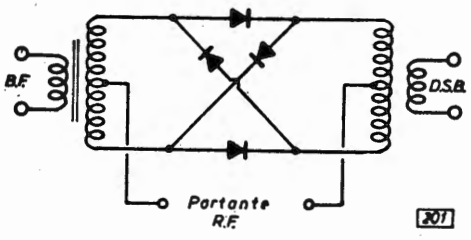


Fig. 201 - Modulatore ad anello.

anche con tubi, ma la versione di gran lunga più diffusa è quella con diodi a giunzione).

Il circuito base, che è anche il più usato, è riportato in fig. 201.

Questo circuito, bilanciato in modo tale che, in presenza di sola costante R.F., non si abbia in uscita alcun segnale, vede i diodi fungere praticamente da interruttori normalmente aperti azionati solo dal segnale modulante; avviene quindi che, solamente in presenza di questo, e con esso in relazione, si ha in uscita un segnale costituito dalle due bande laterali.

Naturalmente esistono diverse versioni, semplificate o meno, di questo circuito; è in ogni caso di fondamentale importanza l'identità di caratteristiche dei diodi impiegati.

Raddrizzatori per alimentazione in C.C.

In questo uso, pressochè esclusivamente riservato ai diodi al silicio, questi hanno quasi completamente surclassato le valvole, per innumerevoli punti a favore posseduti in confronto a quelle.

Lasciando infatti da parte le ovvie considerazioni sulle dimensioni, potenza assorbita dai filamenti-catodi, ecc., la dote fondamentale dei diodi (al silicio) consiste nella bassissima resistenza interna.

Si ricorderà infatti l'accenno al fatto che le valvole raddrizzatrici sono soggette (a motivo della presenza della carica spaziale) ad una caduta di tensione, ai loro capi, di diverse decine di Volt, qualora siano attraversate da correnti di poche centinaia di mA.

Al contrario, la caduta di tensione che si verifica ai capi di un diodo al silicio percorso da tali correnti è sempre inferiore ad 1 V, con una prima immediata conseguenza consistente nel miglior rendimento del circuito.

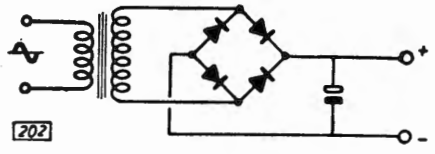
Inoltre, poichè tale caduta è veramente trascurabile rispetto alle normali tensioni di qualche centinaio di V, le sue variazioni al variare della corrente lo sono ancora di più, con conseguente maggior indipendenza della tensione dalle variazioni di carica.

E ancora per lo stesso motivo, e cioè per la bassa resistenza presentata, i circuiti di filtro da applicarsi possono essere più modesti (per esempio, basta in genere un solo condensatore, senza l'induttanza).

I circuiti d'impiego sono ancora una volta identici a quelli già visti per le valvole.

Riportiamo qui un tipo diverso di raddrizzatore, *a ponte*, che invece con i tubi è pochissimo usato, per ovvie considerazioni di ingombro ed economia (fig. 202).

Fig. 202 - Raddrizzatore a ponte.



Si tratta, in sostanza, di un raddrizzatore ad onda intera (di cui ha tutti i pregi) costituito da due diodi (anzichè uno solo) in serie a ciascuna delle due semionde.

Attualmente non esistono, in pratica, limitazioni ai valori di tensione e corrente tollerabili da questi dispositivi.

Varactor

È un diodo il cui impiego differisce leggermente da quelli fin qui visti, ma che sta prendendo una certa importanza nel campo delle telecomunicazioni.

Sostanzialmente si tratta di un diodo al silicio la cui costruzione è curata in modo da esaltare al massimo la caratteristica precipua dei diodi, che è quella di distorcere i segnali ad essi applicati, e quindi ottenerne delle armoniche.

Adducendo quindi, ad uno di questi diodi, un segnale ad una certa frequenza, all'uscita

dello stesso, mediante opportuno circuito accordato e filtrante, può essere prelevato un segnale sull'armonica desiderata.

Questa operazione, che è tipica di tutti i diodi, con i varactor permette di ottenere dei rendimenti di moltiplicazione molto elevati, lavorando con potenze anche sull'ordine delle decine e centinaia di watt (generalmente nel campo delle VHF ed UHF).

Sostanzialmente quindi, disponendo di un segnale (anche modulato) di una certa potenza, mediante un varactor esso può essere moltiplicato ad una delle sue prime armoniche senza eccessiva perdita di potenza, con tollerabile deterioramento della qualità di modulazione, e senza che sia necessaria alcuna fonte di alimentazione.

Varicap

Il varicap è un condensatore variabile elettronicamente.

Poichè infatti la giunzione di un diodo non è altro che un addensamento di cariche, che presenta quindi una capacità ben precisa, variando la polarizzazione applicata alla giunzione stessa se ne ottiene una analoga variazione della concentrazione delle cariche, e quindi della capacità.

Gli appositi sistemi di costruzione permettono di ottenere variazioni di qualche decina di pF spostando la polarizzazione di pochi V.

Diodi Zener

Ancora una volta grazie alle particolari modalità costruttive (drogaggio) della giunzione, si può ottenere che un diodo, polarizzato inversamente, fino ad un certo ben preciso valore di questa polarizzazione non sia attraversato (come del resto è normale che sia) da alcuna corrente, ma per un valore di poco superiore a questo limite, in esso si verifichi bruscamente un netto passaggio di corrente (si dice allora che il diodo va « in valanga »); questa corrente poi aumenta fortemente con il crescere, anche modesto, della tensione di polarizzazione.

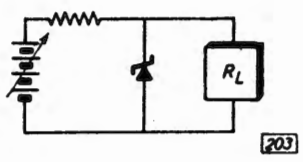


Fig. 203 - Stabilizzatore di tensione.

Inserendo allora, fra sorgente di tensione e diodo, una resistenza limitatrice di valore opportuno, tale cioè da non far scorrere nel diodo stesso correnti di valore pericoloso per la dissipazione di potenza che ne consegue, si realizza un circuito in cui le variazioni di tensione o di carico applicato sono assorbite sotto forma di variazione di corrente entro il diodo stesso.

La tensione (inversa) cui si verifica la brusca conduzione del diodo si chiama *tensione di Zener*, ed è praticamente costante per ogni tipo di diodo, a seconda appunto delle sue modalità di costruzione.

Mediante il circuito di fig. 203 è allora possibile ottenere, ai capi del diodo Zener (e quindi del carico applicato) una tensione costante al variare (naturalmente entro certi limiti) sia della sorgente che del carico stesso.

I diodi Zener sono disponibili per valori di tensione compresi fra pochi V e molte decine (e finanche centinaia) di V.

La dissipazione di potenza permessa può raggiungere qualche decina di watt.

La regolamentazione radiantistica

NORME

sulla concessione di impianto ed esercizio di stazioni di radioamatore

(Allegate al D.P.R. 5 agosto 1966 n. 1214)

Art. 1

Stazioni di radioamatore

L'installazione e l'esercizio nel territorio della Repubblica delle stazioni radioelettriche private ad uso dei radioamatori è soggetta alle norme del presente regolamento.

L'attività del radioamatore consiste nello scambio, in linguaggio chiaro, tra utenti di stazioni radioelettriche private, fornite di apposita concessione ministeriale, di messaggi di carattere tecnico riguardante esperimenti radioelettrici a scopo di studio e di istruzione individuale.

Art. 2

Patente di operatore di stazione radioamatore

Per ottenere la concessione di impianto ed esercizio di stazione di radioamatore, di cui al successivo art. 4, è necessario che il richiedente sia in possesso della patente di operatore (allegato 2) che viene rilasciata dai Circoli delle costruzioni telegrafiche e telefoniche, normalmente a seguito di esami da effettuarsi avanti a Commissioni costituite presso i Circoli stessi secondo le norme di cui al successivo articolo 3.

Possono essere esonerati da alcune o da tutte le prove di esame gli aspiranti in possesso di titoli o documenti dai quali risulti ufficialmente comprovata la conoscenza delle materie che formano oggetto delle prove stesse, e coloro che, per chiara fama o per studi effettuati e pubblicati, siano giudicati idonei.

Le domande di ammissione agli esami per il conseguimento della patente di operatore, redatte in carta da bollo e contenenti le generalità del richiedente, debbono essere fatte pervenire al Circolo delle costruzioni competente per il territorio entro il 30 aprile ed il 30 settembre, accompagnato dai seguenti documenti:

a) due fotografie formato tessera, una delle quali autenticata;

b) una marca da bollo del valore prescritto;

c) dichiarazione anagrafica o altro documento valido, contenente le generalità ed il domicilio del richiedente.

Tale documento può essere anche esibito in visione personalmente dal richiedente stesso.

I Circoli comunicheranno agli interessati la data e la sede degli esami.

Analoga domanda, documentata come sopra, dovranno produrre gli aspiranti al rilascio della patente con esonero dalle prove di esame ai sensi del secondo comma del presente articolo.

Art. 3

Esami

Di norma le sessioni di esame per il conseguimento della patente di operatore di stazione di radioamatore saranno tenute nei mesi di maggio e ottobre di ogni anno.

Le Commissioni esaminatrici saranno nominate dal direttore centrale per i servizi radioelettrici del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni e saranno composte per ogni sede di Circolo costruzioni telegrafiche e telefoniche: dal direttore del Circolo, che assumerà le funzioni di presidente, da un funzionario postelegrafonico esperto radiotecnico, da un rappresentante del Ministero della difesa designato da quel Ministero e da un esperto dell'Associazione dei radioamatori legalmente riconosciuta.

Le spese per le eventuali missioni o trasferte dei membri delle Commissioni esaminatrici saranno a carico delle Amministrazioni e Enti di appartenenza.

Gli esami consisteranno:

in una prova scritta, per la quale sono concesse tre ore di tempo, su un questionario composto da una o più domande sulle questioni tecniche, legislative, regolamentari e sulle norme di esercizio dei servizi radioelettrici internazionali, secondo il programma di cui all'allegato 1;

in prove pratiche di trasmissione e ricezione radiotelegrafica auricolare in codice Morse alla velocità di 40 caratteri al minuto.

Le prove avranno luogo secondo le prescrizioni di cui agli articoli 5, 6, e 7 del decreto del Presidente della Repubblica 3 maggio 1957, n. 686 per la parte applicabile.

Durante la prova scritta non è consentita la consultazione di alcun testo o pubblicazione.

Il testo della prova pratica di ricezione radiotelegrafica eseguita dal candidato dovrà essere facilmente leggibile e la trasmissione telegrafica dovrà risultare regolare.

Gli elaborati di esame saranno conservati, per almeno sei mesi, agli atti dei Circoli delle costruzioni telegrafiche e telefoniche.

Art. 4

Concessione per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore

Le concessioni per l'impianto e l'esercizio di stazioni di radioamatore sono accordate con decreto del Ministro per le poste e le telecomunicazioni, sentito il parere del Consiglio di amministrazione, ai richiedenti in possesso dei requisiti di cui al successivo art. 5.

La concessione è attestata, per i singoli, dal rilascio della licenza di radioamatore (allegato 3).

Le licenze sono di tre classi, corrispondenti alle potenze massime di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore, consentite rispettivamente per 75, 150 e 300 Watt.

Le domande di concessione di impianto ed esercizio di stazione di radioamatore, redatte in carta da bollo, devono essere fatte pervenire al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni - Ispettorato generale delle telecomunicazioni - Direzione centrale dei Servizi radioelettrici, e devono contenere i seguenti dati:

1) cognome, nome, luogo e data di nascita, domicilio e, per i minori che abbiano superato il 16° anno, nome di chi esercita la patria potestà;

2) indicazione precisa della sede dell'impianto, che deve essere installato sempre nella abituale residenza dell'interessato o nello stabilimento militare per i militari in servizio permanente che abbiano ottenuto apposito nulla osta dalla autorità militare;

3) indicazione della classe di licenza richiesta.

Alla domanda devono essere allegati i seguenti documenti:

a) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso;

b) attestazione del versamento del canone annuo di esercizio, di cui al successivo art. 7;

c) attestazione del versamento della prescritta tassa di concessione governativa; (1)

d) per i minori di anni ventuno, dichiarazione resa dinanzi alle competenti autorità da parte di chi esercita la patria potestà, di consenso e di assunzione delle responsabilità civili connesse all'impianto e all'esercizio della stazione di radioamatore;

e) certificato di residenza, o attestazione delle competenti autorità, dal quale risulti il domicilio o la abituale residenza del richiedente;

f) per i militari in servizio permanente che intendono installare la stazione in uno stabilimento militare, il nulla osta della competente autorità militare;

g) una marca da bollo del valore prescritto;

(1) Con D.P.R. 26 ottobre 1972 n. 641 la tassa di concessione governativa è stata abolita.

Art. 5

Rilascio della concessione

La concessione per l'impianto e l'esercizio di stazione di radioamatore è subordinata al possesso dei seguenti requisiti:

1) cittadinanza italiana;

2) età non inferiore agli anni 16;

3) buona condotta morale e civile;

4) possesso della patente di operatore di cui al precedente art. 2;

5) nulla osta dei Ministeri dell'interno e della difesa.

La concessione non può essere accordata a coloro che abbiano riportato condanna per delitti contro la personalità dello Stato, per diserzione in tempo di guerra, per delitti commesi con abusi nella attività di radioamatore, ancorchè sia intervenuta sentenza di riabilitazione, o comunque siano stati condannati a pena restrittiva della libertà personale superiore a tre anni per delitto colposo, salvo che non sia intervenuta sentenza di riabilitazione.

La concessione non sarà accordata inoltre a chi sia stato dichiarato delinquente abituale o professionale o per tendenza, a chi sia stato sottoposto a misure amministrative di sicurezza, a colui al quale sia stato imposto il divieto di soggiorno in uno o più Comuni o l'obbligo di soggiorno in un determinato Comune, finchè durino gli effetti dei relativi provvedimenti.

La concessione non sarà neppure accordata a chi sia rappresentante di Stati esteri, di imprese e di cittadini stranieri e a chi sia comunque in rapporti continuativi di affari con Stati esteri e con imprese straniere.

La concessione potrà essere negata quando ostino ragioni tecniche e quando, per giustificati motivi, il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ritenga che l'aspirante non dia sufficiente affidamento per il legittimo uso della stazione.

Il diniego dovrà essere, in ogni caso, motivato.

I requisiti e le condizioni di cui sopra saranno accertati d'ufficio dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 6

Concessioni speciali

Oltre che a singoli privati, le concessioni di impianto ed esercizio di stazioni di radioamatori possono essere accordate:

1) a scuole ed istituti di istruzione di ogni ordine e grado, statali o legalmente riconosciuti, escluse le scuole elementari, che ne facciano domanda tramite il Ministero della pubblica istruzione, il quale attesterà la qualifica della scuola o dell'istituto;

2) a scuole e corsi di istruzione militare.

Nei casi di cui sopra deve essere nominato un operatore responsabile, dell'esercizio della stazione, di età non inferiore agli anni 21, il quale deve essere munito della patente di operatore e degli altri requisiti richiesti dal precedente art. 5 per il rilascio della concessione di impianto ed esercizio di stazione di radioamatore.

Art. 7

Canoni di esercizio - Tassa di concessione governativa

L'efficacia delle licenze di radioamatore è subordinata al versamento del canone annuo di esercizio e della tassa annuale di concessione governativa di cui al n. 229 della tabella allegato *a*) al decreto del Presidente della Repubblica 1° marzo 1961, n. 121 e successive modificazioni. (1)

Il canone annuo di esercizio è di L. 3.000 (tremila) per la prima classe di licenza, di L. 4.000 (quattromila) per la seconda classe e di L. 6.000 (seimila) per la terza classe.

Le attestazioni di versamento dei tributi suddetti devono essere rimesse al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni il quale provvederà all'invio agli interessati della marca annuale di convalida della licenza.

In caso di mancato versamento dei tributi stessi, o di uno solo di essi, l'efficacia della licenza rimane sospesa fino alla data del versamento. Qualora questo venga effettuato posteriormente al 30 giugno, il canone di concessione è ridotto alla metà.

I canoni di esercizio saranno integralmente acquisiti al bilancio di entrata dell'Amministrazione autonoma delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 8

Nominativo

A ciascuna stazione di radioamatore sarà assegnato dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni un nominativo che sarà riportato sulla licenza e non potrà essere modificato che dal Ministero medesimo.

(1) Con D.P.R. 26 ottobre 1972 n. 641 la tassa di concessione governativa è stata abolita.

Ai circoli, enti e associazioni tra amatori e cultori di materia tecniche è fatto divieto di assegnare nominativi, sigle o contrassegni da usare nelle radiotrasmissioni.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ha facoltà di delegare ai detti circoli, enti e associazioni l'assegnazione di nominativi, sigle e contrassegni per l'impianto di apparecchi solo riceventi da parte dei propri iscritti.

Art. 9

Norme tecniche

Gli impianti delle stazioni di radioamatore, per quanto si riferisce alle installazioni delle radioapparecchiature, debbono uniformarsi alle norme C.E.I. (Comitato Elettrotecnico Italiano) nonchè alle norme appresso indicate ed alle altre che il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni potrà eventualmente stabilire:

a) il radiotrasmettitore dovrà essere munito di stadio pilota; la tolleranza di frequenza ammissibile non deve essere in nessun caso superiore a 0,05 %;

b) la potenza di alimentazione anodica dello stadio finale del trasmettitore non deve essere superiore a quella fissata nella rispettiva licenza ed il trasmettitore deve essere corredato di amperometro o voltmetro per la misura di detta potenza;

c) non è consentita l'emissione con onde smorzate.

Le bande di frequenza assegnate per l'esercizio di stazioni di radioamatore, nonchè le classi di emissione permesse su ciascuna banda, sono le seguenti:

kHz	da	3.613	a 3.627
kHz	da	3.647	a 3.667
kHz	da	7.000	a 7.100
kHz	da	14.000	a 14.350
kHz	da	21.000	a 21.450
kHz	da	28.000	a 29.700
MHz	da	144	a 146
MHz	da	21.000	a 22.000

In tutte queste bande sono permesse le emissioni:

A1, A3, A3a, A3b,

(solo modulazione di ampiezza con profondità di modulazione non superiore al 100% e con una frequenza massima di modulazione di 3.500 Hz).

Sulle bande di frequenza superiori a 20 MHz sono consentite anche emissioni di classe A2, e modulate in frequenza con indice di modulazione non superiore a 0,7.

Sulle bande di frequenza superiori a 140 MHz sono consentite anche emissioni modulate in frequenza con indice di modulazione non superiore a 5. Nella banda di frequenza 21.000-22.000 MHz sono consentite anche emissioni ad impulsi.

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ha facoltà di modificare con proprio provvedimento sia le bande di frequenza assegnate per l'esercizio delle stazioni di radioamatore, sia le classi di emissione consentite su ciascuna banda;

d) le emissioni debbono essere esenti da armoniche e da emissioni parassite per quanto il progresso della tecnica lo consenta;

e) non è consentita l'eccitazione diretta dell'antenna dello stadio finale del trasmettitore semprechè non siano previsti accorgimenti tecnici che permettano parimenti una emissione pura;

f) nell'impiego della manipolazione telegrafica debbono essere usati gli accorgimenti necessari per ridurre al massimo le interferenze dovute ai cliks di manipolazione;

g) nell'impiego della telefonia e delle onde di tipo A deve essere evitata qualsiasi modulazione contemporanea di frequenza;

h) non è consentita l'alimentazione del trasmettitore con corrente alternata non raddrizzata ed il raddrizzatore deve essere munito di filtro adatto a ridurre la modulazione dovuta alla fluttuazione della corrente raddrizzata (ronzio di alternata) in misura non superiore al 5%;

i) ogni trasmettitore dovrà essere munito di apparecchi di misura che permettano di controllare le condizioni di funzionamento degli apparecchi di emissione. Nel caso che la frequenza impiegata non sia suscettibile di essere regolata in modo che essa soddisfi alle tolleranze ammesse alla lettera *a*) del presente articolo la stazione deve essere dotata di un dispositivo atto a permettere la misura della frequenza con una precisione almeno uguale alla metà di detta tolleranza.

Art. 10

Norme di esercizio

a) L'esercizio della stazione di radioamatore deve essere svolto in conformità delle

norme legislative e regolamentari vigenti e con l'osservanza delle prescrizioni della Convenzione internazionale delle telecomunicazioni e dei regolamenti annessi.

b) È vietato l'uso della stazione di radioamatore da parte di persona diversa dal titolare, a meno che non si tratti di persona munita di patente in proprio e sotto la diretta responsabilità civile del titolare della stazione.

In tal caso deve essere usato il nominativo della stazione in cui si svolge la trasmissione e l'inizio e la fine della trasmissione medesima devono essere effettuate dal titolare della stazione.

c) Le radiocomunicazioni devono effettuarsi soltanto con altre stazioni di radioamatore italiane debitamente autorizzate ovvero con stazioni di radioamatore estere, a meno che le competenti amministrazioni non abbiano notificato la loro opposizione.

d) Le emissioni dovranno essere effettuate soltanto nelle bande di frequenza previste dall'art. 8, lettera *c*), del presente regolamento.

e) Le radiocomunicazioni fra stazioni di radioamatore devono essere effettuate in linguaggio chiaro e solo nelle lingue italiana, francese, inglese, spagnola, portoghese, tedesca e russa.

È ammesso l'impiego del « Codice Q » e delle abbreviazioni internazionali previste dall'I.A.R.U. (International Amateur Radio Union).

f) Le radiocomunicazioni devono essere limitate allo scambio di messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti radioelettrici e ad osservazioni di carattere puramente personale, che per la loro scarsa importanza non giustifichino l'uso del servizio pubblico delle telecomunicazioni.

g) All'inizio e alla fine delle trasmissioni, nonchè ad intervalli di cinque minuti nel corso di esse, dovrà essere ripetuto il nominativo della stazione emittente.

h) È vietato ai radioamatori di far uso del segnale di soccorso, nonchè di impiegare segnali che possano dar luogo a falsi allarmi.

i) È vietato ai radioamatori di intercettare comunicazioni che essi non hanno titolo a ricevere ed in ogni caso è vietato trascrivere e far conoscere a terzi il contenuto e l'esistenza dei messaggi involontariamente captati.

l) Presso le stazioni di radioamatore deve essere tenuto al corrente un registro nel quale saranno annotate le indicazioni relative alla data, ora e durata delle singole trasmissioni, le caratteristiche tecniche (frequenza, potenza, tipo di trasmissione) i nominativi delle stazioni corrispondenti, il contenuto delle conversazioni effettuate, ecc. Le registrazioni devono essere fatte ad inchiostro o a matita copiativa in modo chiaro e leggibile, senza spazi in bianco, interlinee, trasporti in margine o abrasioni; le eventuali concellature dovranno essere eseguite in modo che le parole cancellate siano leggibili.

I fogli del registro di stazione debbono essere numerati e firmati dal radioamatore.

I registri dovranno essere tenuti a disposizione del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, il quale ha la facoltà di richiederli in qualsiasi momento o di esaminarli a mezzo di propri ispettori, e debbono essere conservati almeno per l'intero anno solare successivo a quello in cui ha avuto luogo l'ultima annotazione.

m) Qualsiasi trasferimento, anche temporaneo, delle stazioni di radioamatore da un Comune ad un altro o da un punto ad altro di uno stesso Comune deve essere autorizzato preventivamente dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 11

Collaborazione dei radioamatori ad operazioni di soccorso

Nel caso in cui stazioni di radioamatore ricevessero segnali di soccorso da navi dovranno attenersi alle norme seguenti:

se la stazione è situata in località sede di Comando della Marina militare o di un Ente portuale deve dare, con il mezzo più rapido, immediata notizia a questi per i provvedimenti del caso, segnalando quanto è venuto a sua conoscenza e precisando altresì l'ora e la frequenza di intercettazione del segnale;

se la stazione non è situata in località sede di un Comando della Marina militare o di un Ente portuale, il radioamatore, mancando altra possibilità di rapido collegamento con dette autorità, deve cercare di collegarsi, a mezzo della propria stazione, con altro radioamatore, possibilmente in sede di porto importante, il più vicino alla zona in cui trovasi la nave in difficoltà. Ottenuto il collegamento gli trasmetterà le notizie intercettate ed inviterà il corrispondente ad inoltrarle di urgenza alle autorità militari o portuali.

Qualora il segnale di soccorso sia stato

lanciato da un aeromobile, il radioamatore deve immediatamente avvertire l'autorità aeronautica — Comando soccorso aereo — chiamando la stazione II SVH.

In ogni caso, il radioamatore deve fare il possibile per continuare l'ascolto sulla frequenza su cui ha intercettato il segnale di soccorso, per intercettare e fornire ulteriori notizie.

È fatto comunque obbligo ai radioamatori, nei casi di cui sopra, di informare le autorità locali di pubblica sicurezza e militari di quanto venuto a loro conoscenza.

Art. 12

Sanzioni amministrative

In caso di inosservanza delle presenti norme — salva l'applicazione di ogni altro provvedimento o sanzione previsti dal Codice postale e delle telecomunicazioni e dalle altre leggi vigenti - l'Amministrazione provvederà all'applicazione dei seguenti provvedimenti:

1) sanzione pecuniaria da L. 5.000 a L. 50.000, a seconda della gravità dei fatti, applicabile anche cumulativamente con la sospensione di cui al successivo n. 2), da versarsi all'Amministrazione delle poste e delle telecomunicazioni;

2) sospensione dell'attività di radioamatore fino a sei mesi.

La sospensione sarà applicata nei seguenti casi:

— recidività in mancanze per cui è stata irrogata una sanzione pecuniaria;

— omesso pagamento della sanzione pecuniaria entro il termine assegnato dall'Amministrazione;

— uso di linguaggio scorretto nelle radiocomunicazioni;

— concessione dell'uso della stazione a chi non sia munito di patente di operatore in proprio o tolleranza di abusi da parte dell'operatore;

— effettuazione di radiocomunicazioni con stazioni non autorizzate;

— effettuazione di comunicazioni con l'uso di frequenze al di fuori delle bande assegnate ai radioamatori;

— esercizio di stazioni prive dei prescritti strumenti di misura;

— in ogni altro caso in cui la gravità dei fatti renda, a giudizio dell'Amministrazione, il concessionario meritevole della sospensione;

3) revoca della concessione. La revoca sarà applicata nei seguenti casi:

— inosservanza della sospensione dell'attività di radioamatore disposta dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, ai sensi del n. 2) del presente articolo ed ai sensi dei successivi articoli 14 e 15;

— grave recidività in mancanze per le quali sia stata irrogata la sospensione ai sensi del precedente n. 2);

— rifiuto di consentire l'accesso ai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni nei locali ove si trovano gli impianti;

— uso di stazioni relative a licenze inefficaci ai sensi del precedente art. 7.

Art. 13

Validità della concessione - Rinnovi

La validità delle licenze di radioamatore ha termine con l'ultimo giorno del trimestre solare entro il quale si compiono cinque anni dalla data del rilascio.

Il rinnovo delle concessioni sarà accordato dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni con le modalità, le procedure e le limitazioni previste agli articoli 4 e 5 del presente regolamento. L'avvenuto rinnovo verrà attestato con apposita annotazione apposta sulla licenza.

Per ottenere il rinnovo, gli interessati, almeno 90 giorni prima della scadenza, devono presentare al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni apposita domanda secondo le prescrizioni e con gli allegati di cui al precedente art. 4.

Non devono essere allegate le attestazioni di versamento della tassa di concessione governativa e del canone di esercizio qualora queste siano già state corrisposte per l'anno solare in cui avviene il rinnovo.

Art. 14

Sospensione dell'attività dei radioamatori - Autorizzazione allo svolgimento di collegamenti speciali

Il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, per ragioni attinenti alla sicurezza pubblica, alla difesa militare o per altre necessità determinate da casi di emergenza o da gravi ragioni tecniche, potrà insindaca-

bilmente, in qualsiasi momento e senza indennizzo, sospendere il funzionamento o revocare le concessioni delle stazioni di radioamatore su tutto il territorio della Repubblisa o su parti di esso.

Lo stesso Ministero potrà, in casi di pubblica calamità o per contingenze particolari o di interesse pubblico, autorizzare le stazioni di radioamatore o alcune di esse ad effettuare speciali collegamenti oltre i limiti stabiliti dagli articoli 1 e 10 del presente regolamento.

Art. 15

Sospensione, decadenza, revoca della concessione

La concessione d'impianto ed esercizio di stazione di radioamatore sarà sospesa quando risulti al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni che il concessionario sia stato denunciato all'autorità giudiziaria per i reati di cui al secondo comma del precedente art. 5.

La concessione potrà essere sospesa quando la denuncia sia stata presentata per i reati di cui alla legge 14 marzo 1952, n. 196.

La concessione decade di diritto quando il concessionario sia venuto a trovarsi nelle condizioni che, ai sensi delle disposizioni di cui ai commi 3), 4), e 5) del precedente art. 5, impediscono il rilascio della concessione stessa, ovvero quando sia stato condannato per i reati di cui alla legge 14 marzo 1952, n. 196.

La concessione potrà, inoltre, essere sospesa e revocata quando all'esercizio di essa ostino ragioni tecniche e quando, per giustificati motivi, il Ministero delle poste e delle telecomunicazioni ritenga che il concessionario non dia più sufficiente affidamento per il legittimo uso della stazione.

Il relativo provvedimento dovrà essere, in ogni caso, motivato.

Le licenze relative a concessioni sospese, decadute o revocate ai sensi del presente articolo e quelle revocate ai sensi del precedente art. 12 devono essere restituite al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

Art. 16

Controllo sulle stazioni

I locali, gli impianti ed il registro delle stazioni devono essere, in ogni momento, ispezionabili dai funzionari incaricati dal Ministero delle poste e delle telecomunicazioni.

La licenza di radioamatore deve essere custodita presso la stazione e deve essere esibita a richiesta dei funzionari incaricati della verifica o degli ufficiali ed agenti di pubblica sicurezza.

Nei casi di sospensione, revoca e decadenza della concessione è in facoltà del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni di procedere al bloccaggio di tutte o di parte delle apparecchiature che costituiscono la stazione. Il bloccaggio è, invece, obbligatorio nei casi di revoca della concessione per motivi diversi da quelli di cui al primo comma dell'art. 14 e delle ragioni tecniche di cui al quarto comma del precedente art. 15.

Il relativo provvedimento potrà essere, comunque, revocato su domanda motivata dell'interessato.

Art. 17

Duplicazione

In caso di smarrimento, distruzione, sottrazione della patente di operatore e della licenza di radioamatore il titolare deve subito chiederne la duplicazione al Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, allegando:

1) un atto notorio, o dichiarazione sostitutiva di esso, resa e sottoscritta dall'interessato avanti ad un notaio, al segretario comunale o al funzionario del Ministero delle poste e delle telecomunicazioni, competente a riceverla, attestante la sorte del documento;

2) una marca da bollo del valore prescritto;

3) due fotografie formato tessera, una delle quali autenticata, nel caso in cui si tratti di duplicazione della patente.

Art. 18

Disposizioni transistorie e finali

Le licenze di qualunque classe possono essere rilasciate ai richiedenti in possesso dei prescritti requisiti, che siano titolari di patente di qualunque classe rilasciata prima dell'entrata in vigore del presente regolamento.

Il decreto del Presidente della Repubblica 14 gennaio 1954, n. 598 ed il decreto del Presidente della Repubblica 3 agosto 1961, n. 1201 sono abrogati.

ALLEGATI n. 1

Programma della prova teorica degli esami per il conseguimento della patente di operatore di stazione di radioamatore

A) Elettrologia ed elettrotecnica

Carica elettrica - Campo elettrico - Capacità elettrica e condensatore: unità di misura delle capacità - Differenza di potenziale - Forza elettromotrice e relativa unità di misura - Corrente continua: unità di misura della corrente - Legge di Ohm - Resistenza elettrica: unità di misura delle resistenze - Effetti della corrente elettrica - Pila ed accumulatore - Induzione elettromagnetica e relative leggi - Mutua induzione - Induttanza - Correnti alternate: periodo, pulsazione, frequenza ampiezza, valore medio, valore efficace.

Legge di Ohm per la corrente alternata, sfasamento fra tensione e corrente, potenza apparente, reale, fattore di potenza.

Correnti non sinusoidali: componenti armoniche.

Effetti fisiologici della corrente elettrica - Norme di protezione - Norme di soccorso.

Trasformatori elettrici.

Strumenti ed apparecchi di misura: amperometri e voltmetri per corrente continua e per corrente alternata - Wattmetri.

B) Radiotecnica - Telegrafia - Telefonia

Resistenza, induttanza e capacità concentrate - Resistenza, induttanza e capacità distribuite - Comportamento dei circuiti comprendenti resistenze, induttanze e capacità al variare della frequenza.

Risonanza elettrica - Risonanza serie e parallelo di un circuito - Risonanza di due circuiti accoppiati.

Tubi elettronici: tipi, caratteristiche costruttive, curve caratteristiche - Impiego dei tubi elettronici nelle apparecchiature radioeletriche trasmittenti e riceventi. Raddrizzatori - Semiconduttori - transistori.

Principali caratteristiche elettriche e costruttive dei trasmettitori radiotelegrafici e radiotelefonici e delle relative antenne.

Tipi di emissioni radioelettriche.

Nozioni principali sulla propagazione nello spazio delle onde elettromagnetiche in funzione della loro lunghezza.

Ondametri.

Nozioni di telegrafia e telefonia - Telegrafo Morse - Microfono - Telefono - Altoparlante.

C) Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni

Art. 1 - Definizioni: Servizio d'amatore - frequenza assegnata ad una stazione - tolleranza di frequenza - larghezza di una banda occupata da una emissione - potenza di un radiotrasmettitore.

Art. 2 - Designazione delle emissioni - classi di emissione - larghezza di banda - nomenclatura delle bande di frequenza.

Art. 3 - Norme generali per l'assegnazione e l'impiego delle frequenze.

Art. 5 - Ripartizione delle bande di frequenza - divisione del mondo in regioni - bande di frequenza assegnate ai radioamatori nelle regioni, 1, 2, 3.

Art. 12 - Caratteristiche tecniche degli apparati e delle emissioni.

Art. 13 - Controllo internazionale delle emissioni.

Art. 14 - Disturbi e prove.

Art. 15 - Procedura contro i disturbi.

Art. 16 - Rapporti sulle infrazioni.

Art. 17 - Segreto.

Art. 18 - Licenze.

Art. 19 - Sez. seconda. Attribuzione delle serie internazionali - assegnazione degli indicativi di chiamata.

Art. 41 - Stazione d'amatore.

Appendice 13. - Abbreviazioni e segnali diversi da usare nelle comunicazioni radiotelegrafiche - Codice « Q ».

Il regolamento internazionale delle radiotelecomunicazioni

(Stralcio)

Le definizioni ed i dati che seguono sono trascritti in letterale conformità di quanto è contenuto nel « Regolamento delle radiocomunicazioni » approvato nella Conferenza U.I.T. del 1959.

Art. 1 - DEFINIZIONI

Stazione

Uno o più trasmettitori o ricevitori, o un complesso di trasmettitori e ricevitori, compresi gli apparati accessori, necessari per effettuare un servizio di radiocomunicazione in un determinato punto. Ogni stazione è classificata in base al servizio che disimpegna in modo permanente o temporaneo.

Servizio d'amatore

Servizio d'istruzione individuale, d'intercomunicazione e di studio tecnico, effettuato da persone debitamente autorizzate, che s'interessano della tecnica della radioelettricità a titolo esclusivamente personale e senza interesse pecuniario.

Stazione d'amatore

Stazione del servizio d'amatore.

Frequenza assegnata ad una stazione

Centro della banda di frequenze assegnata ad una stazione.

Tolleranza di frequenza

Scarto massimo ammissibile fra la frequenza assegnata e la frequenza situata al centro della banda occupata da una emissione, o fra la frequenza di riferimento e la frequenza caratteristica di una emissione. La tolleranza di frequenza è espressa in milionesimi di Hertz, o in Hz.

Larghezza di banda occupata

Larghezza della banda di frequenze tale che al di sotto della frequenza limite inferiore e al di sopra della frequenza limite superiore, siano irradiate potenze medie pari allo 0,5 % della potenza media totale irradiata con una data emissione.

Potenza di un radiotrasmettitore

Ogni qualvolta sia menzionata la potenza di un trasmettitore radioelettrico, ecc., essa dovrà essere indicata con una delle seguenti espressioni:

— potenza di cresta (P_p)

— potenza media (P_m)

— potenza dell'onda portante (P_c)

Potenza di cresta

Media della potenza fornita alla linea di alimentazione dell'antenna da un trasmettitore in normali condizioni di funzionamento, durante un ciclo di alta frequenza corrispondente all'ampiezza massima dell'inviluppo di modulazione.

Potenza media

Media della potenza fornita alla linea di alimentazione dell'antenna da un trasmettitore in normali condizioni di funzionamento, calcolata per un tempo relativamente lungo rispetto al periodo della componente di più bassa frequenza della modulazione.

In genere, si sceglierà un tempo di 1/10 di secondo, durante il quale la potenza media è al massimo.

Potenza dell'onda portante

Media della potenza fornita alla linea d'alimentazione dell'antenna da un trasmettitore durante un ciclo di alta frequenza in assenza di modulazione.

Questa definizione non si applica alle emissioni a modulazione d'impulsi.

Art. 2 - DESIGNAZIONE DELLE EMISSIONI

I - CLASSI

Le emissioni sono classificate e simbolizzate in base alle seguenti caratteristiche:

(1) Tipo di modulazione dell'onda portante principale

(2) Tipo di trasmissione

(3) Caratteristiche supplementari

(1) TIPI DI MODULAZIONE

	Simbolo
a) Ampiezza	A
b) Frequenza (o fase)	F
c) Impulso	P

(2) TIPI DI TRASMISSIONE

	Simbolo
a) Assenza di qualsiasi modulazione destinata a trasmettere una informazione	0
b) Telegrafia senza modulazione con frequenza udibile	1
c) Telegrafia con manipolazione ad interruzione di una frequenza di modulazione udibile o di frequenze di modulazione udibili, o con manipolazione ad interruzione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata non manipolata)	2
d) Telefonia (compresa la radiodiffusione sonora)	3
e) Fac simile (con modulazione della onda portante principale, sia mediante una sottoportante modulata in frequenza)	4
f) Televisione (limitatamente all'immagine)	5
g) Telegrafia duoplex a 4 frequenze	6
h) Telegrafia armonica pluricanale	7
i) Casi non considerati qui sopra	9

(3) CARATTERISTICHE SUPPLEMENTARI

	Simbolo
a) Doppia banda laterale	(nessuno)
b) Banda laterale unica:	
— onda portante ridotta	A
— onda portante completa	H
— onda portante soppressa	J
c) Due bande laterali indipendenti	B
d) Banda laterale residua	C
e) Impulso:	
— modulato d'ampiezza	D
— modulato in larghezza	E
— modulato di fase (opposizione	F
— modulato con impulsi codificati	G

In eccezione alle precedenti disposizioni, le emissioni a onde smorzate sono designate con la lettera B.

La classificazione di emissioni tipiche è specificata nella tabella che segue:

Modulazione di ampiezza

A 0 = Assenza di ogni modulazione
A 1 = Telegrafia senza modulazione con una frequenza udibile (manipolazione ad interruzione)
A 2 = Telegrafia con manipolazione ad interruzione di una o più frequenze udibili di modulazione, o con manipolazione ad interruzione dell'emissione modulata (caso particolare: emissione modulata in ampiezza, non manipolata)
A 3 = Telefonia - Doppia banda laterale
A 3A = Telefonia - Banda laterale unica, onda portante ridotta
A 3J = Telefonia - Banda laterale unica, onda portante soppressa
A 3B = Telefonia - Due bande laterali indipendenti
A 4 = Fac-simile (con modulazione dell'onda portante principale, sia direttamente sia mediante una sottoportante modulata in frequenza)
A 4A = Banda laterale unica, onda portante ridotta
A 5C = Televisione - Banda laterale residua
A 7A = Telegrafia armonica pluricanale - Banda laterale unica, onda portante ridotta
A 9B = Casi non considerati qui sopra, per esempio combinazione di telefonia e telegrafia - Due bande laterali indipendenti

Modulazione di frequenza - (o di fase)

F 1 = Telegrafia (manipolazione a spostamento di frequenza) senza modulazione con una frequenza udibile, in cui una delle due frequenze sia emessa in un dato momento
F 2 = Telegrafia con manipolazione a spostamento di frequenza di una frequenza udibile, o con manipolazione a spostamento di frequenza di un'emissione modulata in frequenza (caso particolare: emissione modulata in frequenza, non manipolata)
F 3 = Telefonia
F 4 = Fac-simile con modulazione diretta in frequenza dell'onda portante
F 5 = Televisione
F 6 = Telegrafia duoplex a 4 frequenze
F 9 = Casi non considerati qui sopra, in cui l'onda portante principale sia modulata in frequenza

Modulazione ad impulsi

P 0 = Onda portante trasmessa con impulsi, senza modulazione destinata a trasmettere un'informazione (per esempio: radiorivelazione)
P 1D = Telegrafia con manipolazione ad interruzione di un'onda portante trasmessa con impulsi, senza modulazione con una frequenza udibile
P 2D = Telegrafia con manipolazione ad interruzione di una o più frequenze udibili di modulazione, e con manipolazione ad interruzione di un'onda portante modulata trasmessa con impulsi (caso particolare: onda portante modulata trasmessa con impulsi, non manipolata)
— Frequenza udibile o frequenze udibili che modulano l'ampiezza degli impulsi
P 2E = Idem come sopra - Frequenza udibile o frequenze udibili che modulano la larghezza degli impulsi.
P2F = Idem come sopra - Frequenza udibile o frequenze udibili che modulano la fase (o la posizione) degli impulsi
P 3D = Telefonia - Impulsi modulati in ampiezza
P 3E = Telefonia - Impulsi modulati in larghezza
P 3F = Telefonia - Impulsi modulati in fase (o in posizione)
P 3G = Telefonia - Modulazione con impulsi codificati (previa comparazione e quantificazione)
P 9 = Casi non considerati qui sopra, in cui l'onda portante principale sia modulata ad impulsi

II - LARGHEZZA DI BANDA

Ogni qualvolta sia necessario designare in modo completo una emissione, il simbolo che caratterizza detta emissione, indicato nella tabella qui sopra riportata, deve essere preceduto da un numero che indica, in chilocicli al secondo, la larghezza di banda necessaria dell'emissione. Le larghezze di banda debbono essere, in genere, espresse al massimo con tre cifre significative, essendo la terza cifra quasi sempre zero o cinque.

1° Esempio - Telefonia a doppia banda laterale: frequenza massima di modulazione = 3000 Hz
larghezza di banda = 6000 Hz
Simbolo = 6 A 3

2° Esempio - Telefonia a banda laterale unica, onda portante ridotta:
frequenza massima di modulazione = 3000 Hz
larghezza di banda = 3000 Hz
Simbolo = 3 A 3 A

III - NOMENCLATURA DELLE BANDE DI FREQUENZA

Lo spettro delle frequenze radioelettriche è suddiviso in nove bande di frequenze, designate con numeri interi consecutivi, come dalla tabella che segue.

Le frequenze sono espresse:

— in kilohertz fino a 3.000 kHz compresi

— in megahertz oltre i 3.000 kHz e fino a 3.000 MHz compresi

— in gigahertz oltre i 3.000 MHz e fino a 3.000 GHz compresi

banda/nome	gamma	definizione metrica (onde)
4 - (VLF)	- da 3 a 30 kHz	- miriametriche
5 - LF	- da 30 a 300 kHz	- chilometriche
6 - MF	- da 300 a 3000 kHz	- ettometriche
7 - HF	- da 3 a 30 MHz	- decametriche
8 - VHF	- da 30 a 300 MHz	- metriche
9 - UHF	- da 300 a 3000 MHz	- decimetriche
10 - SHF	- da 3 a 30 GHz	- centimetriche
11 - EHF	- da 30 a 300 GHz	- millimetriche
12 -	- da 300 a 3000 GHz	- decimillimetriche

Art. 3 - FREQUENZE

Norme di assegnazione e impiego

1 - I Membri e i Membri associati dell'Unione si impegnano ad attenersi alle prescrizioni della tabella di ripartizione delle bande di frequenza e alle altre prescrizioni del presente Regolamento per l'assegnazione di frequenze alle stazioni che possano causare disturbi nocivi ai servizi effettuati dalle stazioni degli altri Paesi.

2 - Ogni nuova assegnazione, o qualsiasi modificazione della frequenza o di altra caratteristica fondamentale di un'assegnazione esistente, deve essere fatta in modo da evitare di causare disturbi nocivi ai servizi effettuati da stazioni che usino frequenze in conformità della tabella di ripartizione delle bande di frequenza del presente Regolamento, e le cui caratteristiche siano registrate nello Schedario di riferimento internazionale delle frequenze.

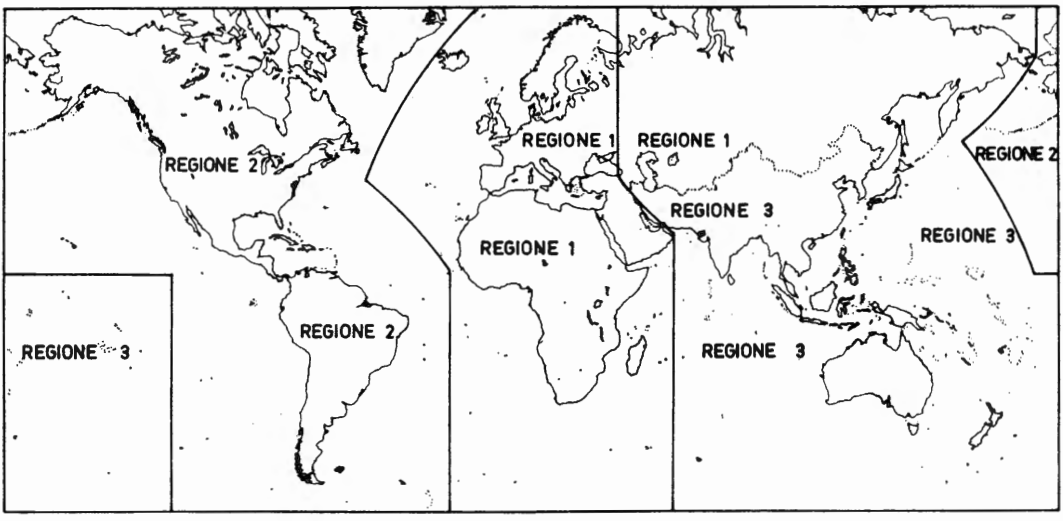
3 - Le amministrazioni dei Membri e dei Membri associati dell'Unione non debbono assegnare ad una stazione frequenze in deroga alla tabella di ripartizione delle bande di frequenza del presente regolamento, se non con l'espressa riserva che non ne derivino disturbi nocivi ad un servizio effettuato da stazioni che operino attenendosi alle disposizioni della Convenzione e del presente Regolamento.

4 - La frequenza assegnata ad una stazione di un dato servizio deve essere sufficientemente lontana dai limiti della banda assegnata a detto servizio, in modo che, tenuto conto della banda di frequenza assegnata alla stazione, non siano causati disturbi nocivi ai servizi ai quali sono assegnate le bande adiacenti.

5 - Quando in Regioni o Sottoregioni adiacenti, una banda di frequenze sia assegnata a servizi diversi della stessa categoria, il funzionamento di detti servizi è basato sulla parità dei diritti.

Conseguentemente, le stazioni di ogni servizio, in una delle Regioni o Sottoregioni, debbono operare in modo da non causare disturbi nocivi ai servizi delle altre Regioni o Sottoregioni.

Le tre regioni U.I.T.



Art. 5 - RIPARTIZIONE DELLE BANDE DI FREQUENZA

(fra 10 kHz e 40 GHz)

REGIONI E ZONE

1 - Per l'assegnazione delle bande di frequenze, la Terra è stata divisa in tre Regioni.

Regione 1:

La Regione 1 comprende la zona limitata a Est dalla linea A (vedasi qui sotto la definizione delle linee A, B, C) e a Ovest dalla linea B, eccettuati i territori dell'Iran situati entro questi limiti. Essa comprende anche la parte dei territori della Turchia e dell'Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche situata fuori di detti limiti, nonchè il territorio della Repubblica popolare della Mongolia e la zona a Nord della U.R.S.S. tra le linee A e C.

Regione 2:

La regione 2 comprende la zona limitata a Est dalla linea B e a Ovest dalla linea C.

Regione 3:

La Regione 3 comprende la zona limitata a Est dalla linea C e a Ovest dalla linea A, fatta eccezione dei territori della Repubblica popolare della Mongolia, della Turchia, dell'U.R.S.S. e della zona a Nord dell'U.R.S.S. Essa comprende anche la parte del territorio dell'Iran situata fuori di detti limiti.

Le linee A, B e C sono definite come segue:

Linea A:

La linea A parte dal Polo Nord, segue il meridiano 40° Est di Greenwich sino al parallelo 40° Nord, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 60° Est col Tropico del Cancro, infine il meridiano 60° Est fino al Polo Sud.

Linea B:

La linea B parte dal Polo Nord, segue il meridiano 10° Ovest di Greenwich sino all'intersezione di questo col parallelo 72° Nord, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 50° Ovest e del parallelo 40° Nord, di nuovo l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 20° Ovest e del parallelo 10° Sud, infine il meridiano 20° Ovest sino al Polo Sud.

Linea C:

La linea C parte dal Polo Nord, segue l'arco di meridiano sino al punto d'intersezione del parallelo 65°30' Nord con il limite internazionale nello Stretto di Behring, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 165° Est di Greenwich col parallelo 50° Nord, poi l'arco di cerchio massimo sino al punto d'intersezione del meridiano 170° Ovest e del parallelo 10° Nord, segue poi il parallelo 10° Nord sino all'intersezione di questo col meridiano 120° Ovest sino al Polo Sud.

• • •

2 - La «*Zona europea di radiodiffusione*» è delimitata: a Ovest dai limiti Ovest della Regione 1, a Est dal meridiano 40° Est di Greenwich e a Sud dal parallelo 30° Nord, in modo da comprendere la parte occidentale dell'U.R.S.S. e i territori bagnati dal Mediterraneo, ad eccezione delle parti dell'Arabia e dell'Arabia Saudita che si trovano comprese in questo settore. Inoltre, l'Iraq è compreso nella Zona europea di radiodiffusione.

• • •

La «*Zona europea marittima*» è delimitata: a Nord da una linea che segue il parallelo 72° Nord, dall'intersezione di questo con il meridiano 55° Est fino alla sua intersezione col meridiano 5° Ovest, segue detto meridiano 5° Ovest fino alla sua intersezione col parallelo 67° Nord, infine segue detto paralleo 67° Nord fino all'intersezione di esso col meridiano 30° Ovest; a Ovest da una linea che segue il meridiano 30° Ovest fino all'intersezione di questo col parallelo 30° Nord; a Sud da una linea che segue il parallelo 30° Nord fino all'intersezione di esso con il meridiano 43° Est; a Est da una linea che segue il meridiano 43° Est fino all'intersezione di questo con il parallelo 60° Nord, segue detto parallelo 60° Nord fino all'intersezione di esso con il meridiano 55° Est e infine segue detto meridiano 55° Est fino alla sua intersezione con il parallelo 72° Nord.

• • •

La «*Zona tropicale*» è definita come segue:

a) - nella Regione 2, tutta la zona compresa fra i tropici del Cancro e del Capricorno;

b) - nel complesso delle Regioni 1 e 3, la zona compresa fra i paralleli 30° Nord e 35° Sud, ed inoltre:

1) la zona compresa fra i meridiani 40° Est e 80° Est di Greenwich e i paralleli 30° Nord e 40° Nord;

2) la parte della Libia a nord del parallelo 30° Nord.

BANDE DI FREQUENZA ASSEGNATE AI RADIOAMATORI

1.800	÷	2.000 kHz	=	Regioni 2 e 3:
3.500	÷	3.800 kHz	=	Regione 1
3.500	÷	3.900 kHz	=	**Regione 3**
3.500	÷	4.000 kHz	=	Regione 2
7.000	÷	7.100 kHz	=	Regioni 1 e 3
7.000	÷	7.300 kHz	=	Regione 2
14.000	÷	14.350 kHz	=	Regioni 1, 2 e 3
21.000	÷	21.450 kHz	=	Regioni 1, 2 e 3
28	÷	29,7 MHz	=	Regioni 1, 2 e 3
50	÷	54 MHz	=	Regioni 2 e 3 (salvo qualche eccezione)
144	÷	146 MHz	=	Regione 1
144	÷	148 MHz	=	Regione 2 e 3
220	÷	225 MHz	=	Regione 2
430	÷	440 MHz	=	Regione 1
420	÷	450 MHz	=	Regioni 2 e 3 (comune con altri servizi che godono di precedenza)
1.215	÷	1.300 MHz	=	Regioni, 1, 2 e 3 » » » » » » » »
2.300	÷	2.450 MHz	=	Regioni, 1, 2 e 3 » » » » » » » »
5.650	÷	5.850 MHz	=	Regioni 1 e 3 » » » » » » » »
5.650	÷	5.925 MHz	=	Regione 2 » » » » » » » »
10.000	÷	10.500 MHz	=	Regioni, 1, 2 e 3 » » » » » » » »
21	÷	22 GHz	=	Regioni, 1, 2 e 3 » » » » » » » »
superiori a 40 GHz			=	libere

Nella Regione 2 la zona tropicale può essere estesa fino al parallelo 33° Nord in base ad accordi speciali conclusi fra i Paesi interessati di detta Regione.

Art. 12 - CARATTERISTICHE TECNICHE

(degli apparecchi e delle emissioni)

1 - (a) La scelta e il funzionamento degli apparecchi da utilizzarsi nelle stazioni, nonchè tutte le emissioni delle stazioni stesse, devono soddisfare alle disposizioni del presente Regolamento.

(b) La scelta degli apparecchi di emisisone, di ricezione e di misura, compatibilmente con le considerazioni pratiche, deve essere basata sui più recenti progressi della tecnica, indicati specialmente negli avvisi del C.C.I.R.

2 - Nel progettare gli apparecchi di emissione e di ricezione da utilizzarsi in una data parte dello spettro delle frequenze, dovrà essere tenuto conto delle caratteristiche tecniche dei materiali suscettibili di utilizzazione nelle regioni prossime a detto spettro.

3 - I sistemi che funzionano a modulazione d'ampiezza debbono usare, per quanto possibile, le emissioni a banda laterale unica le cui caratteristiche siano conformi agli avvisi del C.C.I.R.

4 - (a) Le stazioni trasmittenti debbono uniformarsi alle tolleranze di frequenza stabilite.

(b) Le stazioni trasmittenti debbono uniformarsi alle tolleranze indicate all'appendice 4 per le irradiazioni non essenziali.

(c) Inoltre, si cercherà di mantenere le tolleranze di frequenza e il livello delle irradiazioni non essenziali ai valori più bassi consentiti dallo stato della tecnica e dalla natura del servizio da effettuare.

5 - Anche le larghezze di banda delle emissioni debbono essere mantenute ai valori più bassi consentiti dallo stato tecnica e dalla natura del servizio da effettuare.

L'appendice costituisce una guida per la determinazione della larghezza di banda necessaria.

6 - Per garantire l'osservanza del presente Regolamento, le amministrazioni debbono fare in modo che le emissioni delle stazioni che si trovano alle proprie dipendenze siano sottoposte a frequenti misure. La tecnica da applicare per dette misure dev'essere conforme ai più recenti Avvisi del C.C.I.R.

7 - Le amministrazioni devono collaborare alla ricerca e all'eliminazione dei disturbi nocivi, avvalendosi, ove occorra, dei mezzi descritti all'articolo 13 e seguendo la procedura di cui all'articolo 15.

8 - Le emissioni della classe B sono vietate in tutte le stazioni. Però le stazioni esistenti possono farne uso fino al 1° gennaio 1966, esclusivamente per le chiamate di soccorso e per il traffico di soccorso.

Art. 13 - CONTROLLO INTERNAZIONALE DELLE EMISSIONI

1 - Le amministrazioni stabiliscono di continuare a estendere i mezzi di controllo delle emissioni che consentano di facilitare l'applicazione delle disposizioni del presente Regolamento e di collaborare quanto più possibile al progressivo perfezionamento di un sistema di controllo internazionale delle emissioni.

2 - Le stazioni di controllo che prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni possono essere gestite da un'amministrazione, o da una impresa pubblica o privata riconosciuta dalla propria amministrazione o da un servizio di controllo stabilito in comune da più Paesi o da un'organizzazione internazionale.

3 - Le amministrazioni debbono effettuare, nella misura che ritengono possibile, i controlli di carattere generale o particolare che possano essere loro richiesti dal Comitato internazionale di registrazione delle frequenze o da altre amministrazioni. Nel richiedere osservazioni di controllo, il Comitato e le amministrazioni debbono tener conto degli impianti di controllo indicati nella Nomenclatura delle stazioni di controllo internazionale delle emissioni (vedi articolo 20) e indicare chiaramente lo scopo per il quale vengano richieste le osservazioni e i parametri (compresi i programmi appropriati) del controllo desiderato.

I risultati dei controlli di tale natura trasmessi ad altre amministrazioni possono essere comunicati anche al Comitato, se tale comunicazione è ritenuta opportuna.

4 - Ogni amministrazione, ogni servizio di controllo stabilito in comune da più Paesi e ogni organizzazione internazionale che prenda parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni deve designare un ufficio di raccolta, al quale debbono essere inviate tutte le domande di controllo, e per il cui tramite i risultati del controllo sono trasmessi al Comitato o agli uffici di raccolta delle altre amministrazioni.

5 - Le amministrazioni stabiliscono che le richieste di controllo fatte da organizzazioni internazionali che non prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni siano coordinate dal Comitato e, ove occorra, trasmesse per suo tramite alle amministrazioni.

6 - Le disposizioni del presente articolo non riguardano gli accordi privati di controllo, conclusi, a determinati fini, da amministrazioni, organizzazioni internazionali o imprese pubbliche e private.

7 - Le norme tecniche, di cui il C.C.I.R. raccomanda l'osservanza da parte delle stazioni di controllo, sono riconosciute dal Comitato come norme pratiche ideali per le stazioni di controllo internazionale delle emissioni. Tuttavia, per ovviare alla necessità di certi dati, le stazioni che osservino norme tecniche meno elevate possono prendere parte egualmente al sistema di controllo internazionale delle emissioni se la propria amministrazione lo desidera.

8 - Dopo aver stabilito se le norme tecniche osservate dalle proprie stazioni di controllo siano sufficienti, le amministrazioni o le organizzazioni internazionali debbono notificare al Segretario generale, ai termini dell'art. 20 e dell'appendice 9, tutte le notizie utili riguardanti gli uffici di raccolta e le stazioni suscettibili di prendere parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni.

9 - (a) I risultati di misura trasmessi al Comitato o ad altre amministrazioni debbono comportare la valutazione della precisione ottenuta al momento della misura.

(b) Quando il Comitato ritenga dubbi o insufficienti per le sue necessità i risultati forniti da una stazione di controllo, ne dà avviso all'amministrazione o all'organizzazione internazionale interessata, dando i particolari utili.

10 - Quando vengano richieste misure urgenti, le comunicazioni tra il Comitato e gli uffici di raccolta, e fra gli stessi uffici di raccolta, debbono essere inoltrate con i più rapidi mezzi di trasmissione.

11 - Affinchè i risultati di controllo pubblicati siano di portata mondiale e recenti, le amministrazioni da cui dipendono le stazioni di controllo menzionate nella Nomennale delle emisisoni (vedi articolo 20) devono clatura delle stazioni di controllo internaziofare tutto il possibile perchè tutte le suddette stazioni facciano osservazioni di controllo e perchè i risultati vengano comunicati al più presto al Comitato.

12 - Gli uffici di raccolta possono chiedere l'ausilio di altri uffici di raccolta per l'applicazione delle disposizioni del presente articolo e di quelle dell'articolo 15.

13 - Il Comitato tiene una lista dei risultati che gli vengono trasmessi dalle stazioni di controllo che prendono parte al sistema di controllo internazionale delle emissioni.

14 - Il Comitato compila periodicamente, per la pubblicazione da parte del Segretario generale, riassunti dei risultati di controllo utili ricevuti, ai quali unisce una lista delle stazioni che hanno fornito tali risultati.

Art. 14 - DISTURBI E PROVE

Sezione I - DISTURBI GENERALI

1 - Sono vietate a tutte le stazioni:

— le trasmissioni inutili;

— la trasmissione di segnali e di corrispondenza superflui;

— la trasmissione di segnali di cui non sia data l'identità (vedi articolo 19-1).

2 - Tutte le stazioni devono limitare la loro potenza irradiata al minimo necessario per assicurare un servizio soddisfacente.

3 - Ad evitare i disturbi:

— deve essere scelta con cura particolare l'ubicazione delle stazioni trasmittenti e, quando la natura del servizio lo permette, quella delle stazioni riceventi;

— deve essere ridotta quanto più possibile l'irradiazione in direzioni inutili, nonchè la ricezione di irradiazioni da direzioni inutili, compatibilmente con la natura del servizio, utilizzando nel migliore dei modi le qualità delle antenne direttive;

— la scelta e l'utilizzazione dei trasmettitori e dei ricevitori debbono essere conformi alle disposizioni dell'articolo 12.

4 - Occorre che la classe di emissione che una stazione deve utilizzare cagioni il minimo disturbo e assicuri l'efficace utilizzazione dello spettro. A tale scopo, nello sceglierla si deve fare tutto il possibile per ridurre al minimo la larghezza di banda occupata, tenendo conto delle considerazioni pratiche e tecniche relative al servizio da assicurare.

5 - Se una stazione, nonostante soddisfi le disposizioni dell'articolo 12, produce disturbi nocivi a causa delle sue irradiazioni non essenziali, debbono essere adottato provvedimenti speciali per eliminare tali disturbi.

Sezione II - DISTURBI INDUSTRIALI

6 - Le amministrazioni debbono prendere tutti i provvedimenti necessari perchè il funzionamento degli apparecchi e degli impianti elettrici di ogni specie, comprese le reti di energia, non dia luogo a disturbi nocivi a un servizio radioelettrico che funzioni in base alle norme del presente Regolamento.

Sezione III - CASI SPECIALI DI DISTURBO

7 - Le amministrazioni che autorizzano l'uso delle frequenze inferiori a 10 kHz per speciali necessità di carattere nazionale, debbono assicurarsi che non ne derivino disturbi nocivi ai servizi ai quali sono assegnate le bande di frequenze superiori a 10 kHz.

Sezione IV - PROVE

8 - (a) Prima di autorizzare prove ed esperimenti in una stazione, ogni amministrazione, allo scopo di evitare disturbi nocivi, deve prescrivere che siano prese tutte le precauzioni possibili, come, ad esempio: scelta della frequenza e dell'orario, riduzione e, se possibile, soppressione dell'irradiazione. Ogni disturbo nocivo causato da prove ed esperimenti deve essere eliminato al più presto possibile.

(b) Una stazione che effettui emissioni per prove, regolaggi o esperimenti deve trasmettere la propria identificazione, lentamente e frequentemente, secondo le disposizioni dell'articolo 19.

(c) I segnali di prova e di regolaggio devono essere scelti in modo che non possa prodursi confusione con segnali, abbreviazioni, ecc., che abbiano un significato particolare definito dal presente Regolamento o dal Codice internazionale dei segnali.

(d) Per le prove nelle stazioni dei servizi mobili, vedi i numeri 1061, 1062 e da 1293 a 1295.

Art. 15 - PROCEDURA CONTRO I DISTURBI

1 - Per risolvere i problemi dei disturbi nocivi è essenziale che i Membri e i Membri associati dimostrino la massima buona volontà e il massimo spirito di collaborazione reciproca nell'applicazione delle disposizioni dell'articolo 47 della Convenzione e di quelle del presente articolo.

2 - Per risolvere tali problemi, deve essere tenuto debito conto di tutti i fattori in gioco, compresi i fattori tecnici e di esercizio appropriati, per esempio aggiustamento delle frequenze, caratteristiche delle antenne di emissione e di ricezione, distribuzione nel tempo, cambio di canale nelle trasmissioni a molti canali.

3 - Quando una stazione ricevente segnali un disturbo nocivo, deve dare alla stazione disturbata tutte le informazioni utili per l'identificazione della causa e delle caratteristiche del disturbo.

4 - Quando è possibile, e con riserva di accordo fra le amministrazioni interessate, i problemi dei disturbi nocivi possono venir trattati direttamente dagli organi tecnici addetti all'esercizio delle stazioni.

5 - Se un caso di disturbo lo rende necessario, l'Amministrazione da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo ne informa l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata, dandole tutte le informazioni possibili.

6 - Se sono necessarie osservazioni e misure complementari per stabilire la causa e le caratteristiche del disturbo e determinarne la responsabilità, l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata può richiedere, a tal fine, la collaborazione di altre amministrazioni, e in particolare di quella da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo, o di altre organizzazioni.

7 -Determinate la causa e le caratteristiche del disturbo, l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata comunica all'amministrazione da cui dipende la stazione disturbatrice tutte le informazioni utili perchè detta amministrazione possa adottare i provvedimenti necessari per eliminare il disturbo.

8 - Quando sia prodotto un disturbo a un servizio di sicurezza, o in altri casi previa approvazione preventiva dell'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata, l'amministrazione da cui dipende la stazione ricevente che ha rilevato il disturbo può anche intervenire direttamente presso l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbatrice.

9 - Per la trattazione dei casi di disturbo che richiedano decisioni urgenti, le amministrazioni prendono contatto fra loro avvalendosi delle vie più rapide.

10 - Le informazioni particolareggiate relative al disturbo debbono essere fornite, ogni volta che sia possibile, nella forma indicata nell'appendice 8.

11 - Se nonostante la messa in opera della procedura di cui sopra, il disturbo persiste, l'amministrazione da cui dipende la stazione disturbata può inviare a quella da cui dipende la stazione disturbatrice un rapporto sull'irregolarità o sull'infrazione in conformità delle disposizioni dell'articolo 16.

12 - Quando esiste un'organizzazione internazionale specializzata per un determinato servizio, i rapporti su irregolarità o infrazioni riguardanti disturbi prodotti dalle stazioni di detto servizio possono essere inviati all'organizzazione suddetta e in pari tempo all'amministrazione interessata.

13 - (a) In caso di necessità, specialmente se gli interventi precedenti non hanno dato risultati soddisfacenti, la amministrazione interessata ne informa il Comitato internazionale di registrazione delle frequenze, fornendogli le notizie necessarie.

(b) In tal caso, l'amministrazione interessata può anche chiedere l'intervento del Comitato in conformità delle disposizioni della sezione VII dell'art. 9 del presente Regolamento, portando tutti i fatti a conoscenza del Comitato stesso insieme con tutti i particolari tecnici e con tutti i dati di esercizio raccolti in tale occasione e con copie delle corrispondenze.

(c) Tuttavia non deve essere chiesta al Comitato la trattazione di casi di disturbo nocivo fra stazioni che operino nella stessa banda e in base alla Tabella di ripartizione delle bande di frequenza, quando almeno una delle stazioni interessate sia in una classe di frequenza per la quale non siano richieste notificazioni ai termini dei numeri 486 o 487 del presente Regolamento o fra stazioni della regione 2 che operino nella banda 535-1.605 kHz. Tali casi di disturbo nocivo sono risolti con accordi bilaterali o multilaterali nei quali le amministrazioni interessate osservano soprattutto le disposizioni del numero 704.

Art. 16 - RAPPORTI SULLE INFRAZIONI

1 - Le infrazioni alla Convenzione o ai Regolamenti delle radiocomunicazioni sono segnalate alle rispettive amministrazioni dagli organismi di controllo, dalle stazioni o dagli ispettori che le rilevano. All'uopo sono usati moduli conformi al modello riprodotto all'appendice 7.

2 - Nel caso di una stazione che commetta infrazioni gravi, dovrà farsene rapporto all'amministrazione del Paese da cui detta stazione dipende a cura delle amministrazioni che le rilevino.

3 - Se un'amministrazione viene a conoscenza di una infrazione alla Convenzione o ai Regolamenti delle radiocomunicazioni commessa da una stazione dipendente, accerta i fatti, determina le responsabilità e adotta i provvedimenti necessari.

Art. 17 - SEGRETO

Le amministrazioni si impegnano a prendere i provvedimenti necessari per far vietare e reprimere:

a) l'intercettazione, senza autorizzazione, di radiocomunicazioni che non siano destinate ad uso generale del pubblico;

b) la divulgazione del contenuto od anche soltanto dell'esistenza, la pubblicazione o qualsiasi uso fatto, senza autorizzazione, delle informazioni di qualsiasi specie ottenute intercettando le radiocomunicazioni indicate all'a) di cui sopra.

Art. 18 - LICENZE

1 - (a) Nessuna stazione trasmittente può essere installata o gestita da un privato, o da un'impresa qualsiasi, senza una licenza rilasciata dal governo del Paese da cui la stazione dipende (vedi però i numeri 1-b) e 5-a)).

(b) Però, il governo di un Paese può concludere, con il governo di un Paese limitrofo, un accordo speciale riguardante una o più stazioni del proprio servizio di radiodiffusione o dei propri servizi mobili terrestri, che operino su frequenze superiori a 41 MHz, situate sul territorio di detto paese limitrofo e destinate a migliorare la sua rete nazionale. Detto accordo, che deve essere compatibile con le disposizioni del presente Regolamento e con quelle degli accordi regionali sottoscritti dai Paesi interessati, può prevedere eccezioni alle disposizioni del numero 1-a) e deve essere comunicato al Segretario generale per essere portato a conoscenza, a titolo informativo, delle amministrazioni.

(c) Le stazioni mobili immatricolate in un territorio o in un gruppo di territori che non siano interamente responsabili delle proprie relazioni internazionali possono considerarsi, per il rilascio delle licenze, dipendenti da detto territorio o gruppi di territori.

2 - Il titolare di una licenza deve serbare il segreto delle telecomunicazioni, come è indicato all'articolo 34 della Convenzione. Inoltre, dalla licenza deve risultare direttamente o indirettamente che, se la stazione è provvista di un ricevitore, è vietato intercettare corrispondenze di radiocomunicazioni diverse da quelle che la stazione è autorizzata a ricevere e che, nel caso che tali corrispondenze fossero involontariamente ricevute, esse non devono essere nè riprodotte, nè comunicate a terzi, nè messe a profitto per uno scopo qualsiasi, e non deve essere rivelata neppure la loro esistenza.

3 - Allo scopo di facilitare la verifica delle licenze rilasciate a stazioni mobili, sarà aggiunta, se del caso, al testo redatto nella lingua nazionale, la traduzione in una lingua il cui uso sia molto diffuso nelle relazioni internazionali.

4 - (a) Il governo che rilascia la licenza a una stazione mobile vi indica in modo preciso lo stato segnaletico della stazione, compreso il nome, l'indicativo di chiamata e la categoria nella quale essa è classificata come pure le caratteristiche generali dell'impianto.

(b) Per le stazioni mobili terrestri, verrà inserita nella licenza una disposizione che specifichi direttamente o indirettamente che l'esercizio di dette stazioni sui territori di paesi diversi da quello che ha rilasciato la licenza è vietato, salvo accordo speciale tra i governi dei Paesi interessati.

5 - (a) In caso di nuova immatricolazione di una nave o di un'aeronave, in circostanze tali che il rilascio di una licenza da parte del Paese nel quale la nave o l'aeronave sarà immatricolata dovesse veramente portare a un ritardo, la amministrazione del Paese dal quale la stazione mobile desideri iniziare la sua traversata o il suo volo può, a richiesta della compagnia dalla quale la stazione dipende, rilasciare un'attestazione comprovante che la stazione risponde alle clausole del presente Regolamento. Il certificato, redatto nella forma stabilita dall'amministrazione che lo rilascia, deve contenere lo stato segnaletico indicato al numero 4(a) Art. 18 - ed è valido solo per la traversata o per il volo a destinazione del Paese dove la nave o l'aeronave sarà immatricolata; in qualsiasi caso, la sua validità scade dopo tre mesi.

(b) L'amministrazione che rilascia l'attestazione deve avvisare dei provvedimenti adottati l'amministrazione competente a rilasciare la licenza.

(c) Il titolare dell'attestazione deve soddisfare alle clausole del presente Regolamento applicabili al titolare di una licenza.

Art. 19 - IDENTIFICAZIONE DELLE STAZIONI

Sezione I - DISPOSIZIONI GENERALI

1 - (a) È vietato a tutte le stazioni trasmettere senza segnale d'identificazione o con falso segnale d'identificazione.

(b) Però le stazioni di mezzo di salvataggio, quando trasmettono automaticamente il segnale di pericolo, non sono tenute a trasmettere il segnale d'identificazione.

2 - Una stazione può essere identificata, sia con un indicativo di chiamata sia con tutti gli altri procedimenti d'identificazione ammessi. Fra questi, si può trasmettere, per ottenere un'identificazione completa, una o più delle seguenti indicazioni: nome della stazione, ubicazione della stazione, nome di chi gestisce la stazione, contrassegni ufficiali d'immatricolazione, numero di riconoscimento del volo, segnale caratteristico, caratteristiche dell'emissione, o qualsiasi altra caratteristica distintiva che possa essere identificata con facilità da tutti i Paesi.

3 - Per poter essere identificata facilmente, ogni stazione deve trasmettere il proprio segnale di identificazione il più spesso possibile durante le proprie emissioni, comprese le emissioni di prova, di regolaggio o sperimentali. Durante le emissioni, il segnale d'identificazione deve essere trasmesso almeno una volta ogni ora, preferibilmente nei dieci minuti che precedono e seguono ogni ora intera (T.M.G.), a meno che ciò dia luogo a un grave intralcio del traffico. Per soddisfare a tali condizioni di identificazione, le amministrazioni sono vivamente pregate di prendere tutti i provvedimenti necessari per utilizzare, in conformità degli Avvisi del C.C.I.R., ogni volta che sia possibile, i procedimenti di identificazione per sovrapposizione.

4 - (a) La trasmissione dei segnali d'identificazione deve essere effettuata con procedimenti che, in conformità degli avvisi del C.C. I.R., non richiedano, alla ricezione, l'impiego di speciali attrezzature terminali.

(b) Se si utilizza l'identificazione per sovrapposizione, il segnale d'identificazione deve essere preceduto dal segnale QTT.

5 - Quando più stazioni operino simultaneamente su uno stesso collegamento sia come stazioni ripetitrici, sia in parallelo su differenti frequenze, ognuna di esse deve, per quanto possibile, trasmettere il proprio segnale d'identificazione oppure quelli di tutte le stazioni interessate.

6 - Ogni Membro o Membro associato si riserva il diritto di stabilire i propri procedimenti d'identificazione per le stazioni utilizzate per le esigenze della propria difesa nazionale. Tuttavia, deve usare a tal fine, per quanto possibile, indicativi di chiamata riconoscibili come tali e che contengono le lettere distintive della propria nazionalità.

Sezione II - ATTRIBUZIONE DELLE SERIE INTERNAZIONALI E ASSEGNAZIONE DEGLI INDICATIVI DI CHIAMATA

7 - (a) Tutte le stazioni aperte alla corrispondenza pubblica internazionale, tutte le stazioni d'amatore e tutte le altre stazioni che possono produrre disturbi nocivi oltre le frontiere dei Paesi dai quali dipendono, devono possedere indicativi di chiamata della serie internazionale attribuita ai loro Paesi nella Tabella a seguito del numero 8 (b).

(b) Non è però obbligatoria l'assegnazione di indicativi di chiamata della serie internazionale alle stazioni che possono essere facilmente identificate in altro modo (vedi art. 19 - 2) e i cui segnali di identificazione o le cui caratteristiche di emissione sono pubblicati in documenti internazionali.

8 - (a) Nella tabella che segue, la prima o le prime due lettere degli indicativi di chiamata servono a distinguere la nazionalità delle stazioni.

(b) La serie degli indicativi di chiamata procedute da asterisco sono attribuite a organizzazioni internazionali.

Tabella di attribuzione dei nominativi

AAA-ALZ - Stati Uniti d'America
AMA-AOZ - Spagna
APA-ASZ - Pakistan
ATA-AWZ - India (Repubblica dell')
AXA-AXZ - Australia (Federaz. d')
AYA-AZZ - Argentina (Repubblica)
BAA-BZZ - Cina
CAA-CEZ - Cile
CFA-CKZ - Canadà
CLA-CMZ - Cuba
CNA-CNZ - Marocco (Regno del)
COA-COZ - Cuba
CPA-CPZ - Bolivia
CQA-CRZ - Provincie portoghesi d'Oltremare
CSA-CUZ - Portogallo
CVA-CXZ - Uruguay (Repubblica Orientale dell')
CYA-CZZ - Canada
DAA-DTZ - Germania
DUA-DZZ - Filippine (Rep. delle)
EAA-EHZ - Spagna
EIA-EJZ - Irlanda
EKA-EKZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
ELA-ELZ - Liberia
EMA-EOZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
EPA-EQZ - Iran
ERA-ERZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
ESA-ESZ - Estonia
ETA-ETZ - Etiopia
EUA-EWZ - Bielorussia (Repubblica Socialista Sovietica di)
EXA-EZZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
FAA-FZZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi di Oltremare
GAA-GZZ - Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord
HAA-HAZ - Ungheria (Repubblica Popolare di)
HBA-HBZ - Svizzera (Confederaz.)
HCA-HDZ - Equatore
HEA-HEZ - Svizzera (Confederaz.)
HFA-HFZ - Polonia (Repubblica Popolare di)
HGA-HGZ - Ungherese (Repubblica Popolare)
HHA-HHZ - Haiti (Repubblica di)
HIA-HIZ - Dominicana (Repubbl.)
HJA-HKZ - Columbia (Repubbl. di)
HLA-HMZ - Corea (Repubblica di
HNA-HNZ - Iraq (Repubblica dell')
HOA-HPZ - Panama (Repubblica di)
HQA-HRZ - Honduras (Repubblica di)
HSA-HSZ - Tailandia
HTA-HTZ - Nicaragua
HUA-HUZ - El Salvador (Rep. di)
HVA-HVZ - Città del Vaticano (Stato della)
HWA-HYZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità, Territori francesi di Oltremare
HZA-HZZ - Arabia Saudita (Regno dell')
IAA-IZZ - Italia e Territori sotto mandato dell'O.N.U.
JAA-JSZ - Giappone
JTA-JVZ - Mongolia (Repubblica Popolare di)
JWA-JXZ - Norvegia
JYA-JYZ - Giordania (Regno Hascemita di)
JZA-JZZ - Nuova Guinea Olandese
KAA-KZZ - Stati Uniti d'America
LAA-LNZ - Norvegia
LOA-LWZ - Argentina (Repubblica)
LXA-LXZ - Lussemburgo
LYA-LYZ - Lituania
LZA-LZZ - Bulgaria (Repubblica Popolare di)
MAA-MZZ - Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord
NAA-NZZ - Stati Uniti d'America
OAA-OCZ - Perù
ODA-ODZ - Libano
OEA-OEZ - Austria
OFA-OJZ - Finlandia
OKA-OMZ - Cecoslovacchia
ONA-OTZ - Belgio
OUA-OZZ - Danimarca
PAA-PIZ - Paesi Bassi
PJA-PJZ - Antille Olandesi
PKA-POZ - Indonesia (Repubbl. d')
PPA-PYZ - Brasile
PZA-PZZ - Surinam
QAA-QZZ - (Abbreviazioni regolamentari)
RAA-RZZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
SAA-SMZ - Svezia
SNA-SRZ - Polonia (Repubblica Popolare di)
SSA-SSM - Repubblica Araba Unita (Regione Egiziana)
SSN-STZ - Sudan (Repubblica del)
SUA-SUZ - Repubblica Araba Unita (Regione Egiziana)
SVA-SZZ - Grecia
TAA-TCZ - Turchia
TDA-TDZ - Guatemala
TEA-TEZ - Costa Rica
TFA-TFZ - Islanda
TDA-TDZ - Guatemala
THA-THZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi di Oltremare

TIA-TIZ - Costa Rica
TJA-TRZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi di Oltremare
TSA-TSM - Tunisia
TSN-TZZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi d'Oltremare
UAA-UQZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
URA-UTZ - Ukrania (Repubbl. Socialista Sovietica dell')
UUA-UZZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
VAA-VGZ - Canada
VHA-VNZ - Australia (Federaz. dell')
VOA-VOZ - Canada
VPA-VSZ - Territori d'Oltremare le cui relazioni internazionali sono assicurate dal governo del Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord
VTA-VWZ - India (Repubblica dell')
VXA-VYZ - Canada
VZA-VZZ - Australia (Federaz. dell')
WAA-WZZ - Stati Uniti d'America
XAA-XIZ - Messico
XJA-XOZ - Canada
XPA-XPZ - Danimarca
XQA-XRZ - Cile
XSA-XSZ - Cina
XTA-XTZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi d'Oltremare
XUA-XUZ - Cambogia (Regno di)
XVA-XVZ - Viet-nam (Rep. del)
XWA-XWZ - Laos (Regno del)
XXA-XXZ - Provincie portoghesi d'Oltremare
XYA-XZZ - Birmania (Unione di)
YAA-YAZ - Afghanistan
YBA-YHZ - Indonesia (Rep. d')
YIA-YIZ - Iraq (Repubbl. dell')
YJA-YJZ - Nuove Ebridi (Condominio franco-britannico)
YKA-YKZ - Repubblica Araba Unita (Regione Siriana)
YLA-YLZ - Lettonia
YMA-YMZ - Turchia
YNA-YNZ - Nicaragua
YOA-YRZ - Romena (Repubblica Popolare)
YSA-YSZ - El Salvador (Rep. di)
YTA-YUZ - Jugoslavia (Repubbl. federativa popolare di)
YVA-YYZ - Venezuela (Repubbl. del)
YZA-YZZ - Jugoslavia (Repubbl. federativa popolare di)
ZAA-ZAZ - Albania (Repubbl. popolare d')
ZBA-ZJZ - Territorio d'Oltremare le cui relazioni internazionali sono assicurate dal governo del Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord.
ZKA-ZMZ - Nuova Zelanda
ZNA-ZOZ - Territori d'Oltremare le cui relazioni internazionali sono assicurate dal governo del Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord.
ZPA-ZPZ - Paraguay
ZQA-ZQZ - Territori d'Oltremare le cui relazioni internazionali sono assicurate dal governo del Regno Unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord
ZRA-ZUZ - Unione del Sud Africa e Territorio dell'Africa del Sud-Ovest
ZVA-ZZZ - Brasile
2AA-2ZZ - Regno unito di Gran Bretagna e Irlanda del Nord
3AA-3AZ - Monaco
3BA-3FZ - Canada
3GA-3GZ - Cile
3HA-3UZ - Cina
3VA-3VZ - Tunisia
3WA-3WZ - Viet-nam (Repubbl. del)
3XA-3XZ - Guinea (Repubbl. di)
3YA-3YZ - Norvegia
3ZA-3ZZ - Polonia (Repubbl. popolare di)
4AA-4CZ - Messico
4DA-4IZ - Filippine (Repubbl. delle)
4JA-4LZ - Unione delle Repubbliche Socialiste Sovietiche
4MA-4MZ - Venezuela (Repubbl. del)
4NA-4OZ - Jugoslavia (Repubbl. federativa popolare di)
4PA-4SZ - Ceylon
4TA-4TZ - Perù
*4UA-4UZ - Organizzazione delle Nazioni Unite (O.N.U.)
4VA-4VZ - Haiti (Repubbl. di)
4WA-4WZ - Yemen
4XA-4XZ - Israele (Stato d')
*4YA-4YZ - Organizzazione dell'Aviazione Civile Internaz. (O A C I)
4ZA-4ZZ - Israele (Stato d')
5AA-5AZ - Libia (Regno Unito di)
5BA-5BZ - (non attribuita)
5CA-5GZ - Marocco (Regno del)
5HA-5IZ - (non attribuita)
5JA-5KZ - Colombia (Repubbl. di)
5LA-5MZ - Liberia
5NA-5OZ - (non attribuita)
5PA-5QZ - Danimarca
5RA-5VZ - Francia, Stati d'Oltremare della Comunità e Territori francesi d'Oltremare
5WA-5ZZ - (non attribuita)
6AA-6BZ - Repubblica Araba Unita (Regione Egiziana)
6CA-6CZ - Repubblica Araba Unita (Regione Siriana)
6DA-6JZ - Messico
6KA-6NZ - Corea (Repubblica di)
6OA-6OZ - Somalia (Amministrazione Italiana)

6PA-6SZ - Pakistan
6TA-6UZ - Sudan (Repubblica del)
6VA-6ZZ - (non attribuita)
7AA-7IZ - Indonesia (Repubbl. d')
7JA-7NZ - Giappone
7OA-7RZ - (non attribuita)
7SA-7SZ - Svezia
7TA-7YZ (non attribuita)
7ZA-7ZZ - Arabia Saudita (Regno dell')
8AA-8IZ - Indonesia (Repubbl. d')
8JA-8NZ - Giappone
8OA-8RZ - (non attribuita)
8SA-8SZ - Svezia
8TA-8YZ - India (Repubbl. dell')
8ZA-8ZZ - Arabia Saudita (Regno dell')
9AA-9AZ - San Marino (Repubblica di)
9BA-9DZ - Iran
9EA-9FZ - Etiopia
9GA-9GZ - Ghana
9HA-9JZ - (non attribuita)
9KA-9KZ - Kuwait
9LA-9LZ - (non attribuita)
9MA-9MZ - Malesia (Feder. di)
9NA-9NZ - Nepal
9OA-9UZ - Congo Belga e Territorio del Ruanda-Urundi
9VA-9ZZ - (non attribuita)

9 - Nel caso che le disponibilità della Tabella fossero esaurite, nuove serie di indicativi di chiamata potranno essere assegnate secondo i principi annunciati nella Risoluzione N. 8 circa la formazione degli indicativi di chiamata e la attribuzione di nuove serie internazionali.

10 - Nell'intervallo fra due Conferenze amministrative delle radiocomunicazioni il Segretario generale è autorizzato a trattare, a titolo provvisorio e con riserva di conferma dalla prossima conferenza, le questioni relative ai cambiamenti di attribuizione delle serie di indicativi di chiamata (vedi anche numero 9 - sopra).

11 - (a) Ogni paese sceglie gli indicativi di chiamata delle proprie stazioni nella serie internazionale che gli è attribuita e, in conformità dell'articolo 20, notifica al Segretario generale gli indicativi di chiamata attribuiti unendoli alle notizie da includersi nella I, II, III, IV, V e VI Lista. Quest'ultima disposizione non riguarda gli indicativi di chiamata assegnati alle stazioni d'amatore e a quelle sperimentali.

(b) Il Segretario generale controlla che un indicativo di chiamata non sia assegnato più di una volta e che non si assegnino gli indicativi di chiamata che potessero essere confusi con i segnali di soccorso o con altri segnali dello stesso genere.

12 - (a) Quando una STAZIONE FISSA impiega più di una frequenza nel servizio internazionale, ogni frequenza può essere identificata con un determinato indicativo di chiamata, utilizzato soltanto per quella frequenza.

(b) Quando una STAZIONE DI RADIODIFFUSIONE impiega più di una frequenza nel servizio internazionale, ogni frequenza può essere identificata, sia con un determinato indicativo di chiamata utilizzato soltanto per quella frequenza, sia con altri procedimenti adatti, come l'enunciazione della località geografica e della frequenza usata.

(c) Quando una STAZIONE TERRESTRE impiega più di una frequenza, ogni frequenza può, a titolo facoltativo, essere identificata con un determinato indicativo di chiamata.

(d) È conveniente che le STAZIONI COSTIERE utilizzino, se possibile, un indicativo di chiamata comune per ogni serie di frequenze.

Art. 41 - STAZIONI D'AMATORE

1 - Le radiocomunicazioni fra stazioni d'amatore di Paesi differenti sono vietate se l'amministrazione di uno dei Paesi interessati ha notificato la sua opposizione.

2 - (a) Le trasmissioni fra stazioni di amatore di differenti Paesi, quando siano autorizzate, devono effettuarsi in linguaggio chiaro ed essere limitate a messaggi di carattere tecnico riguardanti esperimenti e osservazioni d'indole puramente personale che, per la loro scarsa importanza, non giustifichino l'uso del servizio pubblico di telecomunicazioni. È assolutamente vietato far uso delle stazioni di amatore per trasmettere comunicazioni internazionali provenienti da terzi o destinate a terzi.

(b) Le disposizioni che precedono possono essere modificate mediante speciali accordi fra le amministrazioni dei Paesi interessati.

3 - (a) Chiunque adoperi gli apparecchi di una stazione di amatore deve aver dimostrato di essere idoneo alla trasmissione manuale corretta e alla ricezione a udito corretta dei testi in segnali del codice Morse. Però, le amministrazioni interessate possono non esigere l'applicazione di tale prescrizione nel caso di stazioni che usino esclusivamente frequenze superiori a 144 MHz.

(b) Le amministrazioni debbono prendere i provvedimenti che ritengano necessari per verificare l'idoneità tecnica di chiunque adoperi gli apparecchi di una stazione di amatore.

4 - La potenza massima delle stazioni di amatore è fissata dalle amministrazioni interessate, tenendo conto dell'idoneità tecnica degli operatori e delle condizioni nelle quali dette stazioni debbono operare.

5 - (a) Tutte le norme generali stabilite dalla Convenzione e dal presente Regolamento si applicano alle stazioni di amatore. In particolare, la frequenza emessa dev'essere il più possibile costante ed esente da irradiazioni non essenziali nella misura consentita dallo stato della tecnica per stazioni di tal genere.

(b) Durante le loro emissioni, le stazioni di amatore devono trasmettere il loro indicativo di chiamata a brevi intervalli.

APPENDICE 13 - ABBREVIAZIONI E SEGNALI

(da usare nelle comunicazioni radiotelegrafiche

CODICE Q

1 - Le serie dei gruppi da QRA a QVZ, qui appresso indicate, possono essere usate in tutti i servizi.

2 - Le serie da QAA a QNZ sono riservate al servizio aeronautico e le serie da QOA a QQZ sono riservate ai servizi marittimi. Esse non sono elencate nel presente Regolamento.

3 - Si può dare un senso affermativo o negativo a talune abbreviazioni del codice Q trasmettendo, rispettivamente, YES o NO immediatamente dopo l'abbreviazione.

4 - Il significato delle abbreviazioni del codice Q può essere esteso o completato con l'aggiunta appropriata di altre abbreviazioni, di indicativi di chiamata, di nomi di località, di cifre, di numeri, ecc. Gli spazi in bianco fra parentesi corrispondono a indicazioni facoltative. Tali indicazioni devono essere trasmesse nell'ordine in cui si trovano nel testo delle tavole che seguono.

5 - Le abbreviazioni del codice Q assumono la forma di domande quando sono seguite da un punto interrogativo. Quando un'abbreviazione, usata come domanda, è seguita da indicazioni complementari, tali indicazioni devono essere seguite da un punto interrogativo.

6 - Le abbreviazioni del Codice Q che abbiano più significati numerati devono essere seguite dal numero che precisa il significato scelto. Detto numero dev'essere trasmesso immediatamente dopo l'abbreviazione.

7 - Le ore devono essere indicate in tempo medio di Greenwich (T.M.G.) salvo contrarie indicazioni nelle domande o nelle risposte.

Abbreviazioni utilizzabili

(Nota: le abbreviazioni qui di seguito elencate, valgono sia per la domanda che per la risposta).

QRA: Qual'è il nome della vostra stazione?
QRB: A che distanza approssimativa vi trovate dalla mia stazione?
QRC: Da quale compagnia privata (o amministrazione di stato) sono liquidati i conti delle tasse della vostra stazione?
QRD: Dove siete diretto e da dove venite?
QRE: A che ora ritenete di giungere a... (o sopra a...) (località)?
QRF: Fate ritorno a... (località)?
QRG: Volete indicarmi la mia frequenza esatta (o la frequenza esatta di...)?
QRH: La mia frequenza varia?
QRI: Qual'è la tonalità della mia emissione?
QRJ: Quante chiamate radiotelefoniche avete in giacenza?
QRK: Qual'è la comprensibilità dei miei segnali (o dei segnali di...)?

QRL: Siete occupato?

QRM: Siete disturbato?

QRN: Siete disturbato da parassiti?

QRO: Devo aumentare la potenza di emissione?

QRP: Devo diminuire la potenza di emissione?

QRQ: Devo trasmettere più in fretta?

QRR: Siete pronto per l'impiego degli apparecchi automatici?

QRS: Devo trasmettere più adagio?

QRT: Devo sospendere la trasmissione?

QRU: Avete qualche cosa per me?

QRV: Siete pronto?

QRW: Devo avvisare... che voi lo chiamate su... kHz (o MHz)?

QRX: Quando mi richiamerete?

QRY: Qual'è il mio turno? (si riferisce alle comunicazioni).

QRZ: Da chi sono chiamato?

QSA: Qual'è la forza dei miei segnali (o dei segnali di...)?

QSB: La forza dei miei segnali varia?

QSC: Siete una nave da carico? (vedi Art. 32, Sezione V).

QSD: La mia manipolazione è difettosa?

QSE: Qual'è la deriva presunta del mezzo di salvataggio?

QSF: Avete effettuato il salvataggio?

QSG: Devo trasmettere... telegrammi alla volta?

QSH: Potete dirigere con il vostro radiogoniometro?

QSI: Non è stato possibile interrompere la mia trasmissione?

QSJ: Qual'è la tassa da riscuotere per... compresa la vostra tassa interna?

QSK: Potete sentirmi fra i vostri segnali? In caso affermativo, posso interrompervi nella vostra trasmissione?

QSL: Potete accusarmi ricevuta?

QSM: Devo ripetere l'ultimo telegramma che vi ho trasmesso (o un telegramma precedente)?

QSN: Mi avete (o avete sentito... / indicativo di chiamata / su... kHz / o MHz)?

QSO: Potete comunicare con... direttamente (o mediante appoggio)?

QSP: Volete ritrasmettere a... gratuitamente?

QSQ: Avete a bordo un medico (o... / nome di una persona)?

QSR: Debbo ripetere la chiamata sulla frequenza di chiamata?

QSS: Che frequenza di lavoro userete?

QSU: Devo trasmettere o rispondere sulla frequenza attuale (o su... kHz / o MHz) (con emissione della classe...)?

QSV: Devo trasmettere una serie di V su questa frequenza (o su... kHz / o MHz)?

QSW: Volete trasmettere sulla frequenza attuale (o su... kHz / o MHz) (con emissione della classe...)?

QSX: Volete stare in ascolto di... (indicativo di chiamata) su... kHz (o MHz)?

QSY: Devo passare a trasmettere su altra frequenza?

QSZ: Devo trasmettere ogni parole o gruppo più volte?

QTA: Devo annullare il telegramma numero...?

QTB: Siete d'accordo con il mio computo delle parole?

QTC: Quanti telegrammi avete da trasmettere?

QTD: Che cosa ha ripescato la nave di salvataggio o l'aeronave di salvataggio?

QTE: Qual'è il mio rilevamento VERO rispetto a voi?
oppure:
Qual'è il mio rilevamento VERO rispetto a... (indicativo di chiamata)?
oppure:
Qual'è il rilevamento VERO di... (indicativo di chiamata) rispetto a... (indicativo di chiamata)?

QTF: Volete indicarmi la posizione della mia stazione quale risulta dai rilevamenti presi dalle stazioni radiogoniometriche che voi controllate?

QTG: Volete trasmettere due linee di dieci secondi ciascuna, seguite dal vostro indicativo di chiamata (ripetute... volte) / su... kHz (o MHz)?
oppure:
Volete chiedere a... di trasmettere due linee di dieci secondi seguite dal suo indicativo di chiamata (ripetute... volte) su... kHz (o MHz)?

QTH: Qual'è la vostra posizione in latitudine e in longitudine (o in base a qualsiasi altra indicazione)?

QTI: Qual'è la vostra rotta VERA?

QTJ: Qual'è la vostra velocità di marcia?

QTK - Qual'è la velocità della vostra aeronave rispetto alla superficie terrestre?

QTL: Qual'è la vostra prora VERA?

QTM: Qual'è la vostra prora MAGNETICA?

QTN: A che ora avete lasciato... (località)?

QTO: Siete uscito dal bacino (o dal porto)?
oppure:
Avete decollato?

QTP: State per entrare nel bacino (o nel porto)?
oppure:
State per ammarare (o atterrare)?

QTQ: Potete comunicare con la mia stazione a mezzo del Codice internazionale dei segnali?

QTR: Qual'è l'ora esatta?

QTS: Volete trasmettere il vostro indicativo di chiamata a scopo di regolazione, o per consentirmi la misura della vostra frequenza, adesso (o alle ore ...) su... kHz (o MHz)?

QTT: (Il segnale di identificazione che segue è sovrapposto ad un'altra emissione).

QTU: Qual'è l'orario di servizio della vostra stazione?

QTV: Devo mettermi in ascolto al vostro posto sulla frequenza di... kHz (o MHz) (dalle ore... alle...)?

QTW: Quali sono le condizioni dei superstiti?

QTX: Volete lasciare aperta la vostra stazione per comunicare con me fino a nuovo avviso da parte mia (o fino alle ore...)?

QTY: Vi state dirigendo verso il luogo dell'incidente e in caso affermativo, quando pensate di giungere?

QTZ: Continuate le ricerche?

QUA: Avete notizie di... (indicativo di chiamata)?

QUB: Potete darmi, in quest'ordine, le informazioni riguardanti:
la direzione VERA e la velocità del vento al suolo; la visibilità, il tempo che fa, l'importanza, il tipo e l'altezza della base delle nuvole sopra... (località di osservazione)?

QUC: Qual'è il numero(o altra indicazione) dell'ultimo messaggio che avete ricevuto da me / o da... (indicativo di chiamata)?

QUD: Avete ricevuto il segnale di urgenza trasmesso da... (indicativo di chiamata di una stazione mobile)?

QUE: Potete telefonare in... (lingua) eventualmente con un interprete?
In caso affermativo, su che frequenza?

QUF: Avete ricevuto il segnale di soccorso emesso da... (indicativo di chiamata di una stazione mobile)?

QUG: Siete costretto ad ammarrare (o ad atterrare)?

QUH: Volete indicarmi la pressione barometrica attuale al livello del mare?

QUI: I vostri fanali di navigazione sono accesi?

QUJ: Volete indicarmi la rotta VERA da seguire per raggiungervi (o per raggiungere...)?

QUK: Potete indicarmi le condizioni del mare osservate a... (località o coordinate)?

QUL: Potete indicarmi il mareggio osservato a... (località o coordinate)?

QUM: Posso riprendere il lavoro normale?

QUN: Prego le navi che si trovino nelle mie immediate vicinanze.
oppure:
(in prossimità di... di latitudine... di longitudine);
oppure:
(in prossimità di...)
di indicare la loro posizione, la prora VERA e la velocità.

QUO: Devo ricercare...
1. un'aeronave
2. una nave
3. un mezzo di salvataggio in prossimità di... latitudine... di longitudine (o in base a qualsiasi altra indicazione)?

QUP: Volete indicare la vostra posizione con...
1. riflettore
2. fumata nera
3. razzi luminosi?

QUQ: Devo puntare il riflettore verticalmente su una nuvola, possibilmente a intermittenze, poi puntare il fascio luminoso sull'acqua (o sul suolo) contro vento quando si vedrà o si sentirà la vostra aeronave, per facilitarvi l'ammaraggio (o l'atterraggio)?

QUR: I superstiti
1. hanno ricevuto l'equipaggiamento di salvataggio
2. Sono stati raccolti da una nave
3. Sono stati raggiunti dalla squadra di salvataggio al suolo?

QUS: Avete avvistato superstiti o rottami? In caso affermativo, dove?

QUT: È indicata la località dell'incidente?

QUU: Devo dirigere la nave o l'aeronave sulla mia posizione?

QUW: Siete sulla zona delle ricerche... (simbolo o latitudine e longitudine)?

QUY: Il punto dove trovasi il mezzo di salvataggio è stato indicato con segnali?

ABBREVIAZIONI

AA: Tutto dopo...

AB: Tutto prima di...

ADS: Indirizzo.

AR: Fine di trasmissione.

AS: Attendete.

BK: Segnale usato per interrompere una trasmissione in corso.

BN: Tutto fra... e...

BQ: Risposta a RQ.

CEM: Confermate (o confermo).

CL: Chiudo la mia stazione.

COL: Collazionate.

CP:: Chiamata generale a due o più stazioni specificate.

CQ: Chiamata generale a tutte le stazioni.

CS: Indicativo di chiamata.

DDD: Usato per identificare la trasmissione di un messaggio di soccorso da parte di una stazione che non è in pericolo.

DE: Da.

DF: Il vostro rilevamento alle ore... era di... gradi, nel settore dubbio di questa stazione, con un errore possibile di... gradi.

DO: Rilevamento dubbio. Chiedete un rilevamento più tardi.

E: Est.

ER: Qui...

ETA: Ora presunta di arrivo.

ITP: La punteggiatura conta.

K: Invito a trasmettere.

KMH: Chilometri all'ora.

KTS: Miglia marine all'ora.

MIN: Minuto.

MPH: Miglia terrestri all'ora.

MSG: Prefisso che indica un messaggio destinato al comandante di una nave o proveniente dal comandante di una nave e riguardante il governo d'una nave o la sua navigazione.

N: Nord.

NIL: Non ho nulla da trasmettervi.

NO: No.

NW: Adesso.

OK: D'accordo.

OL: Lettera transoceanica.

P: Prefisso che indica un radiotelegramma privato.

PBL: Preambolo.

R: Ricevuto.

REF: Riferimento a...

RPT: Ripetete.

RQ: Indicazione di una domanda.

S: Sud.

SIG: Firma.

SLT: Lettera radiomarittima.

SOS: Segnale di soccorso.

SS: Indicazione che precede il nome d'una stazione di nave.

SVC: Prefisso che indica un telegramma di servizio.

SYS: Riferitevi al vostro telegramma di servizio.

TFC: Traffico.

TR: Usato da una stazione terrestre per chiedere la posizione e il prossimo porto di scalo di una stazione mobile; usato anche come prefisso alla risposta.

TTT: Questo gruppo, quando sia trasmesso tre volte, costituisce il segnale di sicurezza.

TU: Vi ringrazio.

TXT: Testo.

VA: Fine di lavoro.

W: Ovest.

WA: Parola dopo...

WB: Parola prima di...

WD: Parola (Gruppo).

XQ: Prefisso che indica una comunicazione stabilita nel servizio fisso.

XXX: Questo gruppo, quando viene trasmesso tre volte, costituisce il segnale di urgenza.

YES: Si.

La lineetta sopra i simboli AR, AS, SOS e VA indica che le lettere devono essere trasmesse senza separazione tra loro.

INSTALLAZIONE ANTENNE

(Legge 6-5-1940, n. 554)

Art. 1:

I proprietari di uno stabile o di un appartamento non possono opporsi alla installazione, nella loro proprietà, di aerei esterni destinati al funzionamento di apparecchi radiofonici appartenenti agli abitanti degli stabili o appartamenti stessi, salvo quanto è disposto negli artt. 2 e 3.

Art. 2:

(secondo comma): Esse (le installazioni) non devono in alcun modo impedire il libero uso della proprietà secondo la sua destinazione, nè arrecare danni alla proprietà medesima o a terzi.

RADIOTELEFONI DI PICCOLA POTENZA

(Radiogiocattoli)

La determinazione e l'uso sono liberi purchè siano rispettate le seguenti condizioni:

— frequenza di emissione 29,7 MHz

— tolleranza di frequenza non inferiore a ± 0,0005

— tipo di emissione: AM o FM

— la potenza massima assorbita dal circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore non deve superare 10 mW in assenza di modulazione

— dimensioni ridottissime

— sugli apparecchi devono essere impresse le caratteristiche tecniche, nonchè gli estremi della necessaria autorizzazione Ministeriale.

LIVELLO D'IRRADIAZIONE DI ARMONICHE TOLLERATO

(dal Regolamento di Ginevra)

Sono qui di seguito indicate le tolleranze ammissibili applicate alla potenza media di qualsiasi irradiazione non essenziale (armoniche e spurie), fornita da un trasmettitore alla linea di alimentazione dell'antenna, e riferite alla potenza media emessa sulla frequenza fondamentale (di lavoro).

Per frequenze di lavoro inferiori a 30 MHz: 40 dB (al disotto).

Per frequenze di lavoro da 30 a 235 MHz:

a) per trasmettitori di potenza media superiore a 25 W: 60 dB (al disotto)

b) per trasmettitori di potenza media pari o inferiore a 25 W: 40 dB (al disotto).

Per i trasmettitori funzionanti su frequenze fondamentali superiori a 235 MHz non sono stabilite tolleranze; per tali trasmettitori i livelli delle irradiazioni non essenziali dovranno essere più bassi possibile.

ALFABETO FONETICO

A Alfa	F Foxtrot	M Mike	T Tango
B Bravo	G Golf	N November	U Uniform
C Charlie	H Hotel	O Oscar	V Victor
D Delta	I India	P Papa	W Whisky
E Echo	J Juliett	Q Quebec	X X Ray
	K Kilo	R Romeo	Y Yankee
	L Lima	S Sierra	Z Zulu

Come ottenere la patente

Per maggiore chiarezza, riassumendo le disposizioni contenute nel Decreto che disciplina in Italia l'attività radiantistica, pubblichiamo le norme per ottenere la patente di operatore, primo passo per ottenere successivamente la licenza di radioamatore.

Il Ministero P.T. indice ogni anno due sessioni di esami per il conseguimento della patente di operatore di stazione di radioamatore: in maggio/giugno ed in ottobre/novembre.

La domanda di ammissione agli esami, stilata secondo il fac-simile riportato qui sotto, deve essere indirizzata al Circolo delle Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche del Ministero P.T. territorialmente competente sulla località dove il richiedente è domiciliato.

Poichè le circoscrizioni dei Circoli non corrispondono nè a quelle regionali, nè a quelle provinciali o comunali, gli aspiranti, nel caso sussista incertezza sulla competenza, potranno richiedere informazioni all'Ufficio P.T. del luogo di residenza.

Il termine utile per la presentazione delle domande per gli esami della sessione primaverile è il 30 aprile; quello della sessione autunnale è invece il 30 settembre di ogni anno.

Nessun limite di età è prescritto per il conseguimento della patente.

Nella domanda di ammissione non dovranno essere compresi documenti relativi alla licenza di radioamatore, che potrà essere richiesta al Ministero P.T. soltanto dopo aver conseguito la patente di operatore.

L'esame per il conseguimento della patente di operatore di stazione di radioamatore consiste in una prova scritta di radiotecnica ed in una prova pratica di trasmissione e ricezione telegrafica in codice Morse, secondo il programma compreso nel D.P.R. 5 agosto 1966 n. 1214.

Della Commissione esaminatrice fa sempre parte un rappresentante dell'A.R.I.

Ecco il fac-simile della domanda di ammissione agli esami, che dovrà essere redatta su carta legale da L. 500 ed accompagnata dai prescritti documenti.

Al Circolo delle Costruzioni Telegrafiche e Telefoniche del Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni di .....(1).

Il sottoscritto ..... nato a .....

il ..... domiciliato a ..... in via .....

nr. ....., al fine di ottenere la patente di operatore di stazione di radioamatore ai sensi del D.P.R. 5 agosto 1966 nr. 1214, chiede di essere ammesso alla prossima sessione di esami che si terranno presso codesto Spett. Circolo.

Allega alla presente domanda:

a) due fotografie di cui una legalizzata;
b) una marca da bollo da L. 500.
c) dichiarazione cumulativa dell'ufficio anagrafico (2).
d) attestato del versamento di L. 500 sul c.c.p. 1/11440 intestato alla Direzione Provinciale P.T. - Roma - per rimborso spese.

In attesa di conoscere la data degli esami stessi, porge distinti saluti.

(Data .....) (Firma .....)

1) - Le città sedi di Circolo Costruzioni T.T. sono le seguenti: Ancona, Bari, Bologna, Bolzano, Cagliari, Firenze, Genova, Messina, Milano, Napoli, Palermo, Reggio Calabria, Roma, Sulmona, Torino, Udine, Venezia e Verona.

2) - In luogo di tale dichiarazione potrà essere allegato altro documento valido dal quale risultino le generalità ed il domicilio del richiedente.

Nota

Possono essere esonerati da una o da tutte le prove d'esame coloro che sono in possesso dei requisiti ritenuti sufficienti per il rilascio della patente (art. 2, secondo capoverso).
A titolo puramente informativo si segnala che possono aspirare all'esonero coloro che sono in possesso del Brevetto Internazionale R.T. o di altri diplomi e certificati attestanti la conoscenza della telegrafia, gli appartenenti alle specializzazioni radio dell'esercito, della marina e dell'aviazione, infine tutti coloro che possono documentare di avere al loro attivo un lungo periodo di attività radiantistica. Ogni domanda dovrà essere accompagnata dalle copie autentiche o fotografiche dei documenti giustificanti la domanda stessa.

Come ottenere la licenza

La domanda per ottenere la licenza di radioamatore potrà essere inoltrata al Ministero P.T. soltanto dopo aver conseguito la patente di operatore.

Ecco il fac-simile della domanda, da redigersi su carta legale da L. 500:

On.le Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni
Ispettorato Generale delle Telecomunicazioni
Direzione Centrale dei Servizi Radioelettrici
Via Cristoforo Colombo, 153 - 00100 Roma

Il sottoscritto ..... nato a .....
il ..... domiciliato a ..... in via .....
nr. ....., avendo conseguito presso il Circolo Costruzioni T.T. di .....
la patente di operatore di stazione di radioamatore, chiede a codesto On.le Ministero, ai sensi del D.P.R. 5 agosto 1966 nr. 1214, la concessione della licenza di ..... classe (1) per l'impianto e l'esercizio di una stazione radiantistica, sita nella sua abituale residenza di via .....
..... nr. ..... in .....

Allega pertanto i seguenti documenti:

a) ricevuta dell'abbonamento alle radioaudizioni per l'anno in corso (2);

b) attestazione del versamento di L. ..... (1) sul c.c.p. 1/11440 intestato alla Direzione Provinciale P.T. di Roma - Canoni Concessioni e proventi vari dei Servizi Radioelettrici - Tassa di esercizio prevista per la licenza di ..... (1) classe;

c) una marca da bollo da L. 500;

d) certificato di residenza (3);

Il sottoscritto dichiara che si atterrà alle norme di impianto e di esercizio emanate o da emanarsi da codesto On.le Ministero.

Con osservanza.

(Data .....) (Firma .....)

1) - I Classe: 75 W - L. 3.000
II Classe: 150 W - L. 4.000
III Classe: 300 W - L. 6.000

2) - In luogo della ricevuta potrà essere allegata una fotocopia della stessa.

3) - In luogo di tale certificato potrà essere allegata una attestazione delle competenti autorità (uffici comunali od autorità locali di P.S.) dalla quale risulti il domicilio o l'abituale residenza del richiedente.

Nota

La licenza di trasmissione è rilasciata solo a chi abbia raggiunto il 16.mo anno di età. Sino al 21.mo anno di età gli aspiranti alla licenza devono presentare unitamente agli altri documenti anche una dichiarazione di chi esercita la patria potestà di consenso e di assunzione delle responsabilità civili, resa dinnanzi alle competenti autorità.
I militari in servizio permanente che intendono installare la stazione in uno stabilimento militare dovranno allegare anche il nulla osta della competente autorità militare.

SCALA R S T

R=COMPRENSIBILITA'	S = INTENSITA'	T = NOTA (solo per CW)
1 - Incomprensibile.	1 - Segnali debolissimi, appena percettibili.	1 - Nota estremamente ronzante e gorgogliante.
2 - Appena comprensibile. Si distingue solo qualche parola ogni tanto.	2 - Segnali molto deboli.	2 - Nota assai ronzante di AC (corrente alternata), senza traccia di musicalità.
3 - Comprensibile con considerevole difficoltà.	3 - Segnali deboli.	3 - Nota ronzante di AC di tono basso, leggermente musicale.
4 - Comprensibile sostanzialmente senza difficoltà.	4 - Segnali discreti.	4 - Nota piuttosto ronzante di AC, discretamente musicale.
5 - Perfettamente comprensibile.	5 - Segnali discretamente buoni.	5 - Nota modulata musicale.
	6 - Segnali buoni.	6 - Nota modulata, leggera traccia di fischio.
	7 - Segnali moderatamente forti.	7 - Nota quasi DC (corrente continua); leggero ronzio.
	8 - Segnali forti.	8 - Buona nota di DC, appena una traccia di ronzio.
	9 - Segnali fortissimi.	9 - Nota purissima di DC.

CODICE MORSE

Lettere e cifre

a ·—	m ——	y —·——
b —···	n —·	z ——··
c —·—·	o ———	1 ·————
d —··	p ·——·	2 ··———
e ·	q ——·—	3 ···——
f ··—·	r ·—·	4 ····—
g ——·	s ···	5 ·····
h ····	t —	6 —····
i ··	u ··—	7 ——···
j ·———	v ···—	8 ———··
k —·—	w ·——	9 ————·
l ·—··	x —··—	0 —————

Segnali vari

Punto	·· ·· ··	Segno di frazione	—··—·
» interrogativo	··——··	Invito a trasmettere	—·—
Doppia lineetta	—···—	Errore	·····
Croce	·—·—·	Inteso, capito	···—·

Codice ridotto per uso radiantistico

№ 7940

PREZZO L. 2.000

A
R
I